

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Sähkötekniikan osasto

TKK SÄHKÖTEKNIKAN  
OSASTON KIRJASTO  
OTAKAARI 5 A  
02160 ESPOO

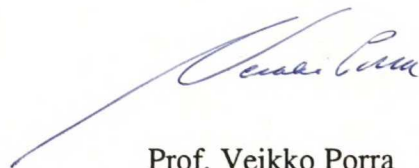
19237

**Timo Knuuttila**

**TELEMETRIALAITTEEN RADIOLÄHETTIMEN  
SUUNNITTELU**

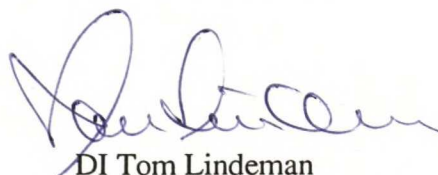
Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 25.11. 1993

Työn valvoja



Prof. Veikko Porra

Työn ohjaaja



DI Tom Lindeman

Tekijä: Timo Knuuttila

Tyon nimi: Telemetrialaitteen radiolähtetimen suunnittelu

Päivämäärä: 25.11. 1993

Sivumäärä: 45

Osasto: Sähkötekniikan osasto

Professuuri: Ele-87 Piiritekniikka

Työn valvoja: professori Veikko Porra

Työn ohjaaja: DI Tom Lindeman

Diplomityössä on suunniteltu telemetrialähtetimen radiotaajuiset osat. Lähetin on tarkoitettu lähinnä turvapuhelimen rannekelähtetimeksi mutta sitä voidaan käyttää muuhunkin tarkoitukseen. Lähetin toimii taajuudella 230.7 MHz.

Työn alussa on esitelty kideoskillaattoriipiirejä, synkroninen oskillaattori ja sen suunnittelu. Seuraavaksi selostetaan kideoskillaattorien simulointeja ja mittauksia. Tämän jälkeen käsitellään pieniä antennoja ja niiden mittauksia. Sen jälkeen esitellään muutamia puskurikytkentöjä sekä niiden ja synkronisen oskillaattorin simulointia ja mittauksia. Loppupuoolella on käsitelty lähtetimen toteutusta, komponenttien valintaa ja lähtetimen integrointia.

Avainsanat: Telemetrialähetin  
Kideoskillaattori  
Pienet antennit  
Synkroninen oskillaattori

Author: Timo Knuuttila

Name of the thesis: Design of the Telemetric Radio Transmitter

Date: 25.11. 1993

Number of pages: 45

Faculty: Electrical Engineering

Professorship: Electronic Circuit Design

Supervisor: professor Veikko Porra

Instructor: M.Sc. Tom Lindeman

The purpose of this thesis was to design the RF-parts of the telemetric transmitter. The transmitter has intended for social alarm but it can be used also for other purposes. Transmitter operates at 230.7 MHz.

In the beginning some crystal oscillator circuits, synchronous oscillator and its designing are explained. Then there are simulations and measurements of crystal oscillators. Small antennas and their measurements are proposed. Then some buffer circuits are presented with simulations and measurement of buffers and synchronous oscillator. Implementation, component choice and integration of the transmitter are discussed at the end of the thesis.

Keywords: Crystal oscillator

Small antennas

Synchronous oscillator

Telemetrical transmitter

## Alkulause

Tämä diplomityö on tehty Sondi Oy:lle TKK tukisäätiön stipendillä, joten haluan kiittää molempia mielenkiintoisen aiheen saamisesta ja taloudellisesta tuesta. Myös Piiriteknikan laboratorio ansaitsee suuret kiitokseni erinomaisesta ilmapiiristä ja resursseista.

Erityisesti haluan kiittää työn valvojaa prof. Veikko Porraan ja työn valvojaa DI Tom Lindemania lukuisista kullanarvoisista neuvoista ja vihjeistä tätä urakkaa tehdessä. Radiolaboratorion Roger Gustafsia haluan kiittää johduksesta pienten antennien mystiseen maailmaan.

Kiitoksia myös koko PT-laboratorion väelle opastuksesta työasemien ja mittalaitteiden käytössä. Helena Yllölle erityiset kiitokset stipendisotkujen selvityksestä.

Vanhempiani haluan kiittää koko opiskeluajan taloudellisesta tuesta ja kannustuksesta. Toivottavasti tämä yllättävä joululahja oli mieleinen! Erityisen suuret kiitokset vielä entiselle tyttöystävälleni ja nykyiselle vaimolleni Hannalle henkisestä tuesta tätä työtä tehdessä.

Helsingissä 25.11. 1993



Timo Knuuttila



# Sisällysluettelo

Tiivistelmä

Abstrakt

Alkulause

Sisällysluettelo

Symboli- ja lyhenneluettelo.....	1
Johdanto .....	3
1. Oskillaattori .....	4
1.1 Oskillaattorin määritelmä .....	4
1.2 Oskillaattoriipiirejä.....	5
1.2.1 Colpitts .....	5
1.2.2 Butler-emitteriseuraaja .....	6
1.2.3 Butler-yhteiskanta .....	8
1.2.4 Pierce.....	9
1.2.5 Harmoninen emitterikytketty .....	10
1.2.6 Kideoskillaattorien ominaisuuksia.....	11
1.2.7 Synkroninen oskillaattori .....	12
1.2.7.1 SO:n sovellutuksia .....	12
1.2.7.2 SO:n toiminta ja rakenne.....	12
1.2.7.3 Synkronisen oskillaattorin suunnittelu .....	13
1.3 Kvartsikideresonaattorit.....	15
1.3.1 Kiteen sijaiskytkentä.....	15
1.3.2 Kideoskillaattorin moduloitavuus.....	16
1.4 Oskillaattorisimuloinnit CAD-ohjelmilla .....	17
1.4.1 Oskillaattorien simulointimenetelmät .....	17
1.4.1.1 Lineaarinen oskillaattorianalyysi .....	17
1.4.1.2 Harmoninen balanssi .....	17
1.4.1.3 Transienttianalyysi .....	18
1.4.2 Oskillaattorisimulointien onnistuminen.....	18
1.4.3 Oskillaattorisimulointien epäonnistumisien syitä.....	19
1.4.4 Oskillaattorianalyysien parantamismahdollisuudet .....	19
1.5 Oskillaattorimittaukset .....	19
1.5.1 Mittaukset käyttöjännitteen funktiona.....	19
1.5.2 Mittaukset lämpötilan funktiona .....	20
1.5.3 Mittaukset kuorman funktiona.....	20
1.5.4 Oskillaattorikytkentöjen vertailu .....	20
1.5.5 Kideoskillaattoreiden moduloitavuus .....	21
2. Antenni .....	23

2.1 Pienet antennit .....	23
2.1.1 Pienen antennin määritelmä.....	23
2.1.2 Pienet silmukka-antennit.....	23
2.1.2.1 Monikierroksinen silmukka-antenni .....	24
2.1.2.2 Pienen silmukka-antennin sovittaminen.....	25
2.1.2.3 Silmukka-antenni lähellä johtavaa pintaa .....	25
2.1.3 Human plate -antenni.....	26
2.1.4 Lähettimen antennivaihtoehdot .....	26
2.2 Antennimittaukset.....	27
2.2.1 Antennien viritys ja sovitus .....	27
2.2.2 Antennin säteilyhyötysuhteen mittaaminen .....	27
2.2.2.1 Wheelerin menetelmä .....	28
2.2.2.2 Q-arvo menetelmä.....	28
2.2.3 Antennivertailun mittausjärjestelyt .....	29
2.2.4 Vertailun tulokset.....	30
3 Puskuri.....	32
3.1 Puskuripiirejä.....	32
3.1.1 Yksiasteinen CE-puskuri .....	32
3.1.2 Kaksiasteiset puskurit.....	33
3.1.3 Kertojakytkenät.....	34
3.2 Puskurisimuloinnit .....	34
3.2.1 Synkronisen oskillaattorin simulointi.....	34
3.3 Puskuripiirien mittaukset.....	35
3.3.1 Yksiasteisten puskurien mittaukset .....	35
3.3.2 Synkronisen oskillaattorin mittaukset.....	35
4 Lähettimen toteutus.....	38
4.1 Lähettimen lohkojen valinnat.....	38
4.2 Lähettimen lohkojen yhteensovittaminen .....	38
4.3 Käytettävät komponentit.....	39
4.3.1 Kondensaattorit.....	39
4.3.2 Vastukset .....	39
4.3.3 Kelat .....	39
4.4 Lähettimen piirien integrointi .....	41
4.4.1 Lähettimen toiminnan parantaminen.....	42
4.4.2 Lähettimen älykkyyden parantaminen .....	42
5 Johtopäätökset .....	43
Lähdeviitteet .....	44
Liitteet 1-17	

## Symboli- ja lyhenneluettelo

$A$	Silmukka-antennin pinta-ala
$C_0$	Kiteen rinnakkaiskapasitanssi
$C_I, C_x$	Kiteen dynaaminen kapasitanssi
$C_L, C_{L1}, C_{L2}$	Kiteen kuormakapasitanssi
$d_{el}$	Kiteen elektrodin pinta-ala
$D_{L1,L2}$	Taajuuksien suhteellinen ero kuormakapasitansseilla $C_{L1}$ ja $C_{L2}$
$E$	Säteilyhyötysuhde
$I$	Yksikkömatriisi
$k_c$	Korjauskerroin
$f$	Taajuus
$f_i$	Ottotaajuus, injektiotaajuus
$f_o$	Antotaajuus
$f_s$	Kiteen sarjaresonanssitaajuus
$K$	Rolletin stabiilisuustekijä
$L_I, L_x$	Kiteen dynaaminen induktanssi
$n$	Kiteen yliaallon järjestysluku
$P_i$	Ottoteho
$P_L$	Häviöteho
$P_o$	Antoteho
$P_R$	Kokonaissäteilyteho
$P(\theta, \phi)$	Säteilytiheys
$R_I, R_x$	Kiteen sarjaresistanssi
$R_L$	Antennin häviöresistanssi
$R_o$	Ominaisresistanssi
$R_R$	Antennin säteilyresistanssi
$R_S$	Antennin resistiivisyys
$Q_R$	Häviöttömän antenni hyvyysluku
$Q_{RL}$	Häviöllisen antennin hyvyysluku
$S$	Taajuuden herkkyys kuormakapasitanssin suhteen, pallopinta
$S$	S-parametrimatriisi
$S'$	Kuormalla päätetyn aktiivisen kaksipori S-parametrimatriisi
$S_m$	Mitattu S-parametrimatriisi
$V_{cc}$	Käyttöjännite

$Z_i$	Antennin impedanssi
$Z_m$	Mitattu Z-parametrimatriisi
$\Delta$	S-parametrimatriisin determinantti
$\Delta\omega$	Lukkiintumisalue
$\Delta f$	Puolen tehon kaistanleveys
$\Gamma_1$	Lähteen heijastuskerroin
$\Gamma_2$	Kuorman heijastuskerroin
$\beta$	Aaltoluku
$\lambda$	Vapaan tilan aallonpituus
$\omega_i$	Ottokulmataajuus
$\omega_o$	Ominaiskulmataajuus

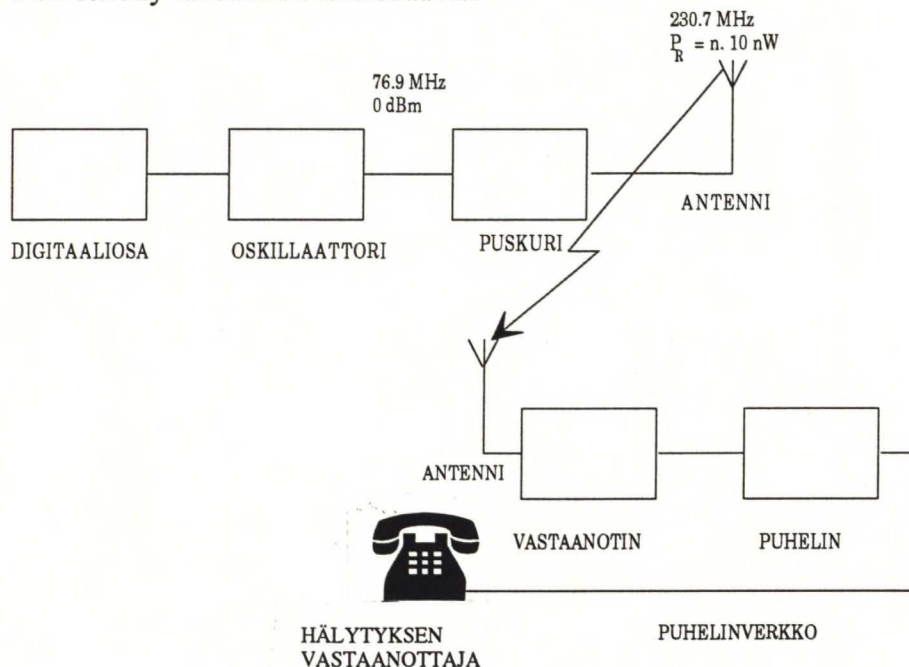
AM	Amplitudimodulaatio
CB	Yhteiskanta
CC	Yhteiskollektori
CE	Yhteisemitteri
EC	Emitterikytketty
EF	Emitteriseuraaja
FET	Kanavatransistori
FM	Taajuusmodulaatio
Q-arvo	Hyvyysluku
PM	Vaihemodulaatio
RF	radiotaajuus
SAS	Seisovan aallon suhde
SO	Synkroninen oskillaattori
SS	Steady-State



## Johdanto

Telemetrialaitteiden radiolähettämiä voidaan käyttää hälytysten siirtoon. Tämän työn lähetintä käytetään pääasiassa turvapuhelimen hälyttimenä. Käyttäjä kantaa lähetintä ranteessaan ja voi tarvittaessa hälyttää apua sillä. Vastaanotin on kytketty puhelimeen, joka soittaa ennalta ohjelmoituun numeroon.

Lähettimen vaatimuksia ovat pieni koko, riittävä kantama ja pieni virrankulutus. Pientä kokoa tarvitaan, ettei lähetin häiritsisi päivittäistä elämää. Siihen päästään toteuttamalla lähetin hybridi- tai integroituna piirinä. Jotta turvapuhelin toimisi suurissakin huoneistoissa ja pihalla, tarvitaan riittävä kantama. Siihen vaaditaan oskillaattorilta ja puskurilta korkeaa hyötytaajuuden tuottoa ja hyvää antennin säteilysuhdetta. Kuvassa 1 on esitetty lähettimen lohkokkaavio.



*Kuva 1. Turvapuhelimen lohkokkaavio.*

Lähettimen digitaaliosassa muodostetaan lähetettävä koodi, joka sisältää lähettimen tunnistuskoodin ja mahdolliset muut tiedot esim hälytyksen syy. Digitaalikoodilla moduloidaan kideoskillaattoria. Oskillaattorin ja antennin välissä on puskuri, jonka tehtävänä on estää antennin impedanssin vaihteluiden vaikutus oskillaattorin taajuuteen ja kertoa oskillaattorin antama taajuus. Antennivaihtoehtoina on lähinnä pienen koon perusteella piirilevylle painettu silmukka-antenni tai ns. human plate -antenni. Tässä työssä keskitytään lähettimen RF-lohkojen eli oskillaattorin, puskurin ja antennin suunnitteluun ja mittauksiin.



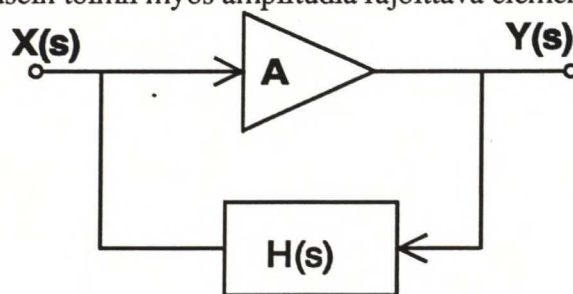
## 1. Oskillaattori

### 1.1 Oskillaattorin määritelmä [1, s.1]

Oskillaattori on värähtelevä resonanssiipiiri, jonka häviöt on kumottu aktiivisella takaisinkytkennällä tai negatiivisista resistanssia antavalla piirillä. Oskillaattori tuottaa värähtelytaajuudellaan vaihtovirtatehoa, jonka tuottamiseksi piiriin syötetään tasavirtaa (tai muuta energiamuotoa). Harmoninen oskillaattori on oskillaattori, joka ei tuota puhdasta siniaaltoja. Värähtelytaajuuden määräävät energiaa varastoivat komponentit kuten esimerkiksi kelat, kondensaattorit ja kideresonaattorit. Oskillaattoriin tarvitaan seuraavat lohkot:

1. Aktiivinen elementti, joka tuottaa vahvistusta. (A kuvasta 2)
2. Positiivinen takaisinkytkentä.
3. Taajuusselektiivinen verkko, joka pääasiassa määrää värähtelytaajuuden. ( $H(j\omega)$  kuvasta 2)
4. Epälineaarinen elementti, joka rajoittaa värähtelyn amplitudin vakaaseen tasapainotilaan.

Aktiivinen elementti usein toimii myös amplitudia rajoittava elementtinä.



Kuva 2. Oskillaattorin lohkokkaavio.

Kuvan 2 piirin suljetun silmukan vahvistus on:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A}{1 - AH(s)} \quad (1)$$

Kun suljetun silmukan vahvistus on ääretön, piiri on oskillaattori. Suljetun silmukan vahvistus on ääretön, kun

$$A \cdot H(s) = 1 \quad (2)$$

## 1.2 Oskillaattoriipiirejä

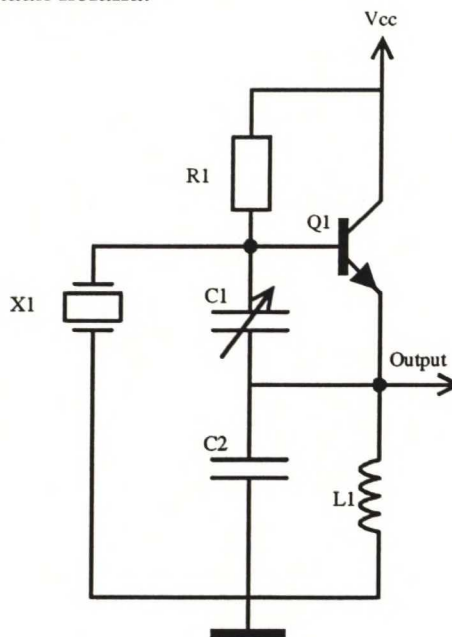
Tässä työssä otettiin kideoskillaattoriirivaihtoehtoiksi seuraavat kytkennät:

- Colpitts
- Butler yhteiskanta (Butler CB)
- Butler emitteriseuraaja (Butler EF)
- Pierce
- Harmoninen emitterikytketty (Harmonic EC)

Tämän lisäksi kokeiltiin synkronista oskillaattoria puskuriasteena. Nykyisessä lähettimessä käytetään Butler CB -kytettä

### 1.2.1 Colpitts [2, s.31-32][3]

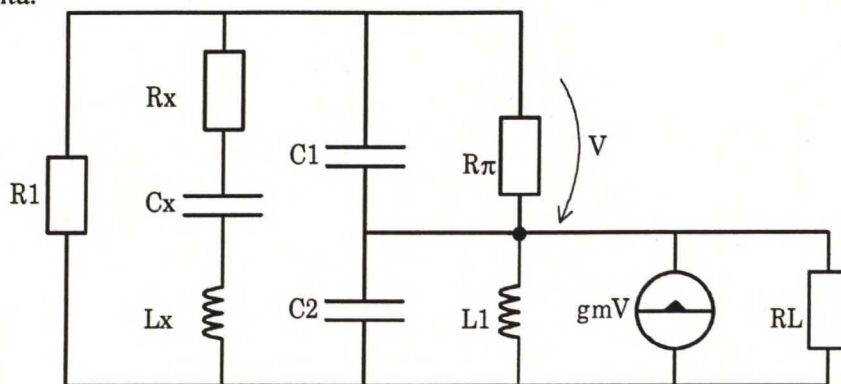
Colpitts-oskillaattori perustuu emitteriseuraajavahvistinkytkentään, jonka vahvistus on yksi. Perusaalto-oskillaattorissa kela  $L_1$  korvataan vastuksella. Koska Colpitts-kideoskillaattori toimii kiteen sarjaresonanssitaajuuden yläpuolella, voidaan LC-oskillaattorissa kide korvataan kelalla.



*Kuva 3. Colpitts-oskillaattori.*

Korkeilla taajuuksilla kide on induktiivinen ja se aiheuttaa kondensaattori  $C_1$ :n kanssa vaiheen edistystä. Kela  $L_1$  yhdessä  $C_2$ :n kanssa puolestaan aiheuttaa yhtäsuuren vaiheen jätön kuin  $C_1$  ja kide ja näin syntyy yhteensä  $0^\circ$ :n vaiheen siirto vahvistimen silmukassa

emitteriltä kannalle. Kuvassa 4 on esitetty kuvan 3 Colpitts-oskillaattorin piensignaali-sijaiskytkentä.

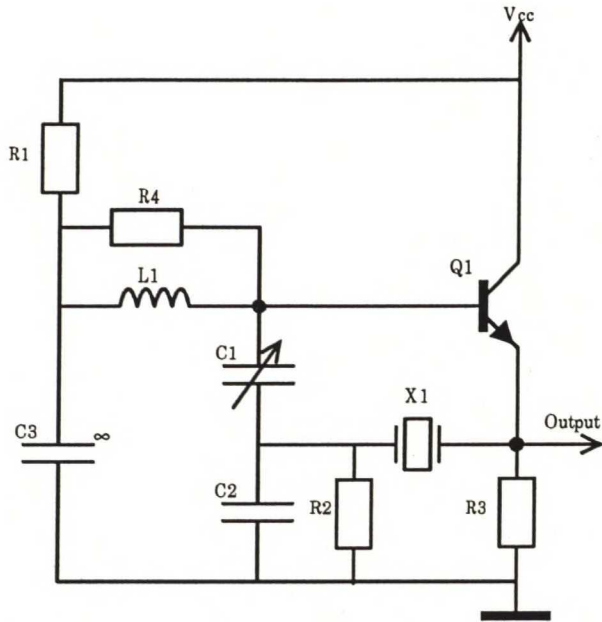


Kuva 4. Colpitts-oskillaattorin piensignaalisijaiskytkentä.

Oskillaattoriin  $L_1 C_2$ :n resonanssitaajuus tulisi olla alle halutun yliaallon, mutta alle seuraavan alemman parittoman yliaallon. Piiri toimii parhaiten, kun  $C_2$  on noin 1...3 kertaa  $C_1$ :n arvo.  $R_1$ :n pitäisi olla mahdollisimman suuri, koska se vaikuttaa kiteen  $Q$ -arvoon. Colpitts oskillaattorilla on kohtalainen taajuusstabiilisuus. Siinä on vähän komponentteja ja se on yksinkertainen suunnitella. Piiri toimii 30...200 ppm kiteen sarjaresonanssitaajuuden yläpuolella.

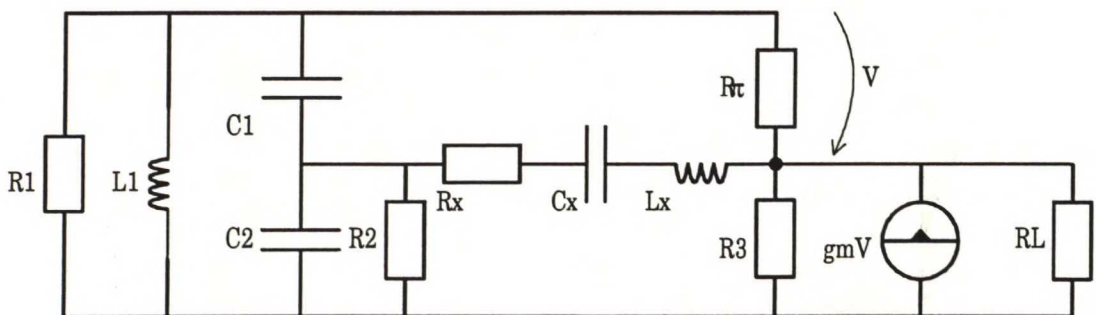
### 1.2.2 Butler-emitteriseuraja [2, s.62][3]

Butler-emitteriseuraja (Butler EF) on sukua Colpitts-oskillaattorille. Jos Colpittsin  $L_1$  korvataan vastuksella, kide kelalla ja Butler EF:n kide korvataan oikosululla, piirit ovat samat eli Colpitts LC-oskillaattori.



Kuva 5. Butler-emitteriseuraajaoskillaattori.

Piirien samankaltaisuus voidaan helpommin havaita kuvien 4 ja 6 piensignaalisijaiskytkennöistä.  $L_1C_1$ -resonanssiipiiri toimii lähellä resonanssitaajuuttaan ja antaa matalan impedanssin kiteelle ja korkean impedanssin transistorin kannalle.  $C_2$  ei vaikuta paljon  $L_1C_1$ -piirin resonanssitaajuuteen. Emitteriltä katsottuna  $C_2$  on sarjassa kiteen kanssa. Tämä nostaa värähtelytaajuutta hieman yli kiteen sarjaresonanssitaajuuden.  $C_2$  pitäisi olla riittävän suuri, jotta värähtelytaajuus olisi lähellä kiteen sarjaresonanssitaajuutta, mutta riittävän pieni, ettei se oikosulje vahvistimen takaisinkytkentäsilmuukkaa.



Kuva 6. Butler-emitteriseuraajan piensignaalisijaiskytkentä.

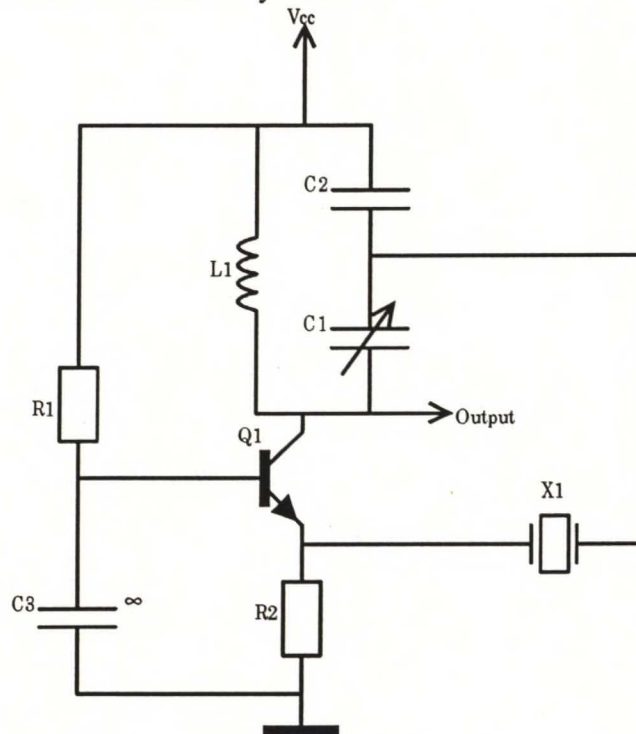
Emitteriseuraajavahvistimessa on negatiivinen takaisinkytkentä ja vahvistus on vain yksi. Tämän vuoksi siinä ei esiinny parasiittisiä komponentteja. Oskillaattorin  $C_2$  toimii kiteen kapasitiivisenä kuormana ja sen impedanssi on yhtäsuuri tai hiukan pienempi kuin kiteen sisäinen resistanssi.  $C_1$  viritetään lähelle kiteen sarjaresonanssitaajuutta yhdessä  $L_1$ :n



kanssa. Tämä tarjoaa noin kaksinkertaisen silmukavahvistuksen ja kompensoi kiteen ja sen kapasitiivisen kuorman  $C_2$  aiheuttamaa vaiheen jättöä. Butler EF:llä on hyvä taajuusstabiilisuus ja matala antoimpedanssi. Se toimii kiteen sarjaresonanssitaajuudella tai lähellä sitä ja se on helppo virittää.

### 1.2.3 Butler-yhteiskanta [2, s. 57-59]

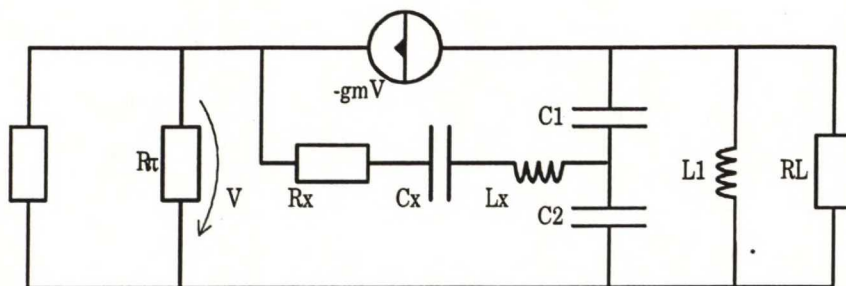
Butler yhteiskantaoskillaattori (Butler CB) on melko yleisesti käytetty VHF-alueen oskillaattori. Se käyttää yhteiskantavahvistinta, jonka kollektorikuormana on  $L_1C_1$ -resonanssiipiiri, joka viritetään halutulle yliaallolle.



Kuva 7. Butler-yhteiskantaoskillaattori.

Butler CB-oskillaattori on myös sukua Colpittsille ja Butler-emitteriseuraajalle. Se on Colpitts-oskillaattori, jossa on taajuusselektiivinen takaisinkytkentä. Vahvistinkytkentä on myös eri kuin perus-Colpittsissa. Kide voidaan korvata oikosululla. Butler CB-oskillaattorissa kiteelle  $L_1C_1$ -resonanssiipiiri näkyy matalaimpedanssisena sarjaresonanssiipiirinä ja transistorin kollektorille se näkyy korkeaimpedanssisena rinnakkaisresonanssiipiirinä.

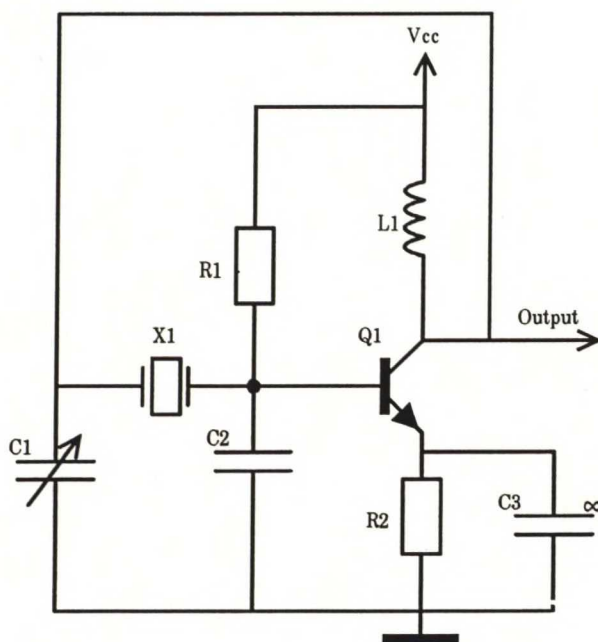




Kuva 8. Butler CB-oskillaattorin piensignaalisijaiskytkentä.

Yli 70 MHz:n taajuuksilla voidaan kiteen rinnalle lisätä kela, joka resonoi kiteen rinnakkaiskapasitanssin  $C_0$  kanssa ja kompensoi sen vaikutuksen. LC-tankkipiirin impedanssi on melko pieni VHF-alueella, siksi emitterivastus  $R_2$  on syytä pitää pienenä, jotta saadaan tarpeeksi vahvistusta.  $C_2$  on yleensä noin kolme kertaa  $C_1$ . Butler CB-oskillaattori värähtelee kiteen sarjaresonanssitaajuudella tai lähellä sitä. Piiri on vaikeasti viritettävä, taajuusstabiilisuus on kohtalainen. Kytkennän antoimpedanssi on korkea.

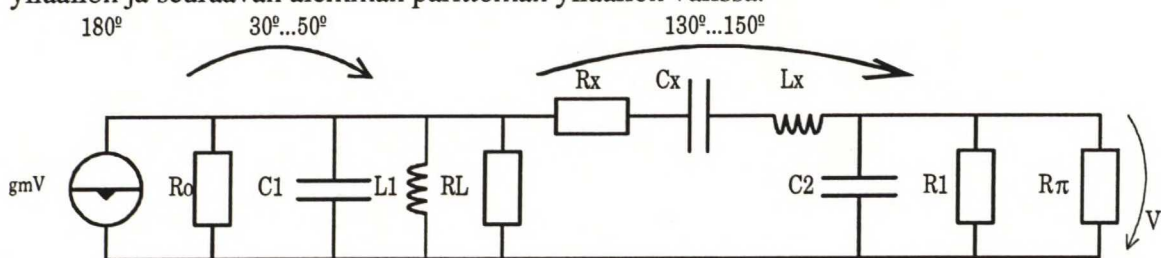
#### 1.2.4 Pierce [3]



Kuva 9. Pierce-oskillaattori.

Pierce-oskillaattorissa transistorin aiheuttama antoresistanssi yhdessä  $C_1$ :n efektiivisen arvon kanssa muodostavat  $30^\circ \dots 50^\circ$ :n vaiheen jätön. Kide resonoi normaalisti hieman sarjaresonanssitaajuutensa yläpuolella, missä se on induktiivinen ja resistiivinen. Tällöin kiteen sisäinen impedanssi yhdessä  $C_2$ :n kanssa muodostaa RCL-piirin, joka jättää vai-

hetta  $130^\circ \dots 150^\circ$ . Transistori invertoi signaalin, jolloin silmukkaan muodostuu yhteensä  $360^\circ$ :n ( $0^\circ$ ) vaihesiirto.  $L_1$  ja  $C_1$  valitaan siten, että niiden resonanssitaajuus on halutun yliaallon ja seuraavan alemman parittoman yliaallon välissä.

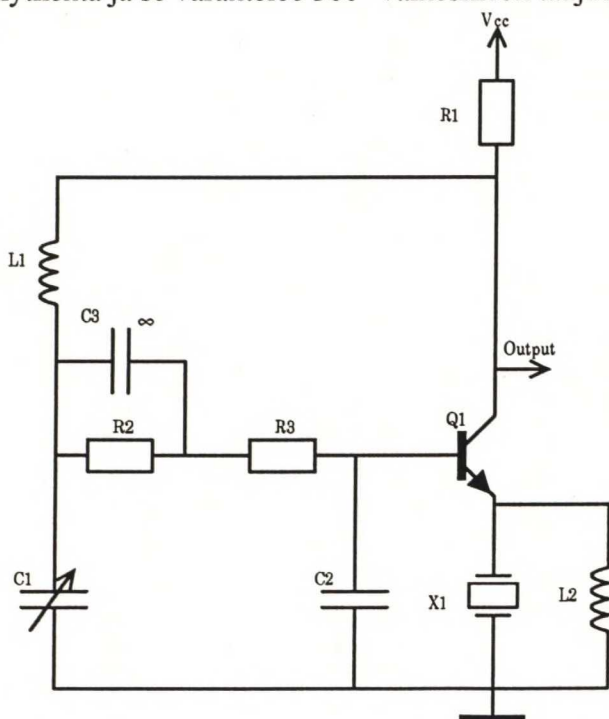


Kuva 10. Pierce-oskillaattorin piensignalisijaiskytkentä.

Pierce-oskillaattori toimii 10...40 ppm sarjaresonanssitaajuuden yläpuolella. Piiri on melko yksinkertainen ja sillä on erittäin hyvä taajuusstabiilisuus. Pierce-oskillaattorin taajuutta on hankala säätää varaktorilla, koska kide ei ole maata vasten.

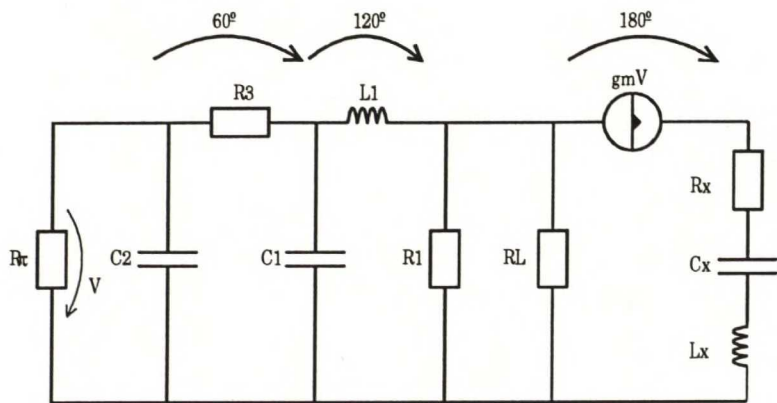
### 1.2.5 Harmoninen emitterikytketty [4]

Harmoninen emitterikytketty oskillaattori perustuu yhteisemitterivahvistimeen, jossa kide on kytketty transistorin emitterille. Harmonisella emitterikytketyllä oskillaattorilla on positiivinen takaisinkytkentä ja se värähtelee  $360^\circ$  vaihesiirron taajuudella.



Kuva 11. Harmoninen emitterikytketty oskillaattori.

$L_1C_1$ -piirin resonanssitaajuus on normaalisti hieman kiteen sarjaresonanssitaajuuden yläpuolella, jolloin se jättää vaihetta n.  $120^\circ$ .  $R_3C_2$ -piiri antaa lisäksi n.  $60^\circ$  vaiheen jätön ja transistori inverttoi signaalin eli jättää vaihetta  $180^\circ$ . Tällöin syntyy tarvittava  $360^\circ$ :n ( $0^\circ$ ) vaihesiirto.



*Kuva 12. Harmonisen emitterikytketyn oskillaattorin piensignaalisijaiskytkentä.*  
Harmonisen EC -oskillaattorin lyhyen ajan taajuusstabiilisuus on parempi kuin muilla neljällä yliaaltokideoskillaattorilla. Tämä johtuu kiteen rinnalla olevasta matalaimpedanssisesta kuormasta ja kiteen sijainnista piirin matalimman tehotason pisteessä, jolloin kide ei lämpene paljon. Harmonic EC -oskillaattorilla on myös matala vaihekohina.

### 1.2.6 Kideoskillaattorien ominaisuuksia [2, s. 210 - 211][3][4]

Taulukko 1. Yhteenveto kideoskillaattoripiirien ominaisuuksista.

Piiri	Käyttökelpoinen taajuusalue	Värähtelytaajuus [ppm]	Käyttöjänniteherkkyys ( $\Delta V_{cc}=2V$ ) $\Delta f$ [ppm]	Muuta
Colpitts	200 kHz ...100 MHz	30...200	6	Yksinkertainen rakenne
Butler CB	15 MHz ...100 MHz	n. 0	3	Parasiittiset komponentit, korkea antoimpedanssi
Butler EF	15 MHz ... 200 MHz	n. 0	0.3	
Pierce	20 MHz ... 100 MHz	10...40	2	Hyvä taajuusstabiilisuus
Hammonic EC	20 MHz ... 100 MHz	-20...-40	2	Erinomainen taajuusstabiilisuus

Taulukossa 1 värähtelytaajuus tarkoittaa kuinka paljon oskillaattorin värähtelytaajuus eroaa kiteen sarjaresonanssitaajuudesta. Käyttöjänniteherkkyys tarkoittaa värähtelytaajuuden muutosta, kun käyttöjännitettä muutetaan  $\pm 1$  V.



### 1.2.7 Synkroninen oskillaattori

Synkroninen oskillaattori (SO) on vapaasti ominaistaaajuudellaan  $\omega_0$  värähtelevä oskillaattori silloin kuin siihen ei ole kytketty ulkoista tahdistussignaalia. Kun sen ottoon kytketään ulkoinen signaali  $\omega_i$ , joka on SO:n lukittumisalueella  $\Delta\omega$  ( $|\omega_0 - \omega_i| < \Delta\omega$ ). Annon amplitudi ei ole riippuvainen oton amplitudista, kun SO toimii lukkiintumisalueellaan. Synkroninen oskillaattori voi lukittua  $\omega_i$ :n harmonisiin tai aliharmonisiin taajuuksiin, jolloin sitä voidaan käyttää jakajana tai kertojana. Myös murtoluvuilla kertominen on mahdollista.[5] Synkronisella oskillaattorilla on sekä adaptiivisen suodattimen että vaihelukitun silmukan ominaisuuksia.

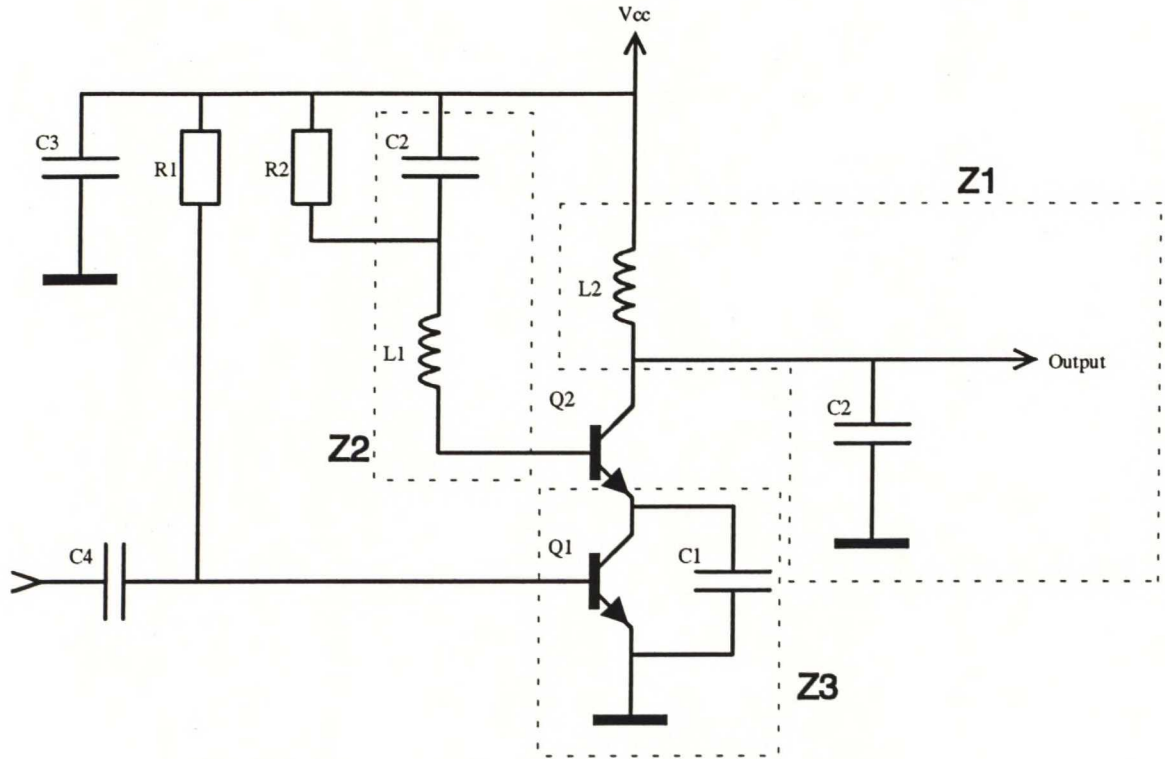
#### 1.2.7.1 SO:n sovellutuksia [6][7]

Synkroninen oskillaattori on monikäyttöinen piiri. Sitä voidaan käyttää mm. kaistanpäästösuodattimena RF- ja FM-signaaleille, AM-PM-muuntimena, synkronointi- ja seurantapiirinä RF-, FM-, ja AM-signaaleille, taajuusjakajana tai -kertojana, vahvistimena tai adaptiivisena suodattimena. Synkronisella oskillaattorilla on sisäinen "taajuusmuisti", jolloin sitä voidaan käyttää myös kellosignaalin tai kantoaallon elvyttämisessä.

#### 1.2.7.2 SO:n toiminta ja rakenne [8]

Useimmiten synkronisen oskillaattorin piirirakenne on modifioitu Colpitts, jossa ominaistaaajuuden määrää LCC-resonanssiipiiri. Tätä rakennetta voidaan käyttää vain muutamien kymmenien megahertsien taajuuksille asti, koska aktiiviselta komponentilta vaaditaan 180 asteen vaihesiirtoa. Suuremmilla taajuuksilla täytyy suunnittelussa ottaa huomioon aktiivisen komponentin suurtaajuusominaisuudet.

SO:ssa käytetään kaskadirakennetta (kuva 7), jossa transistori  $Q_1$  on kytketty aktiiviseksi kuormaksi transistorille  $Q_2$ . Transistorin  $Q_1$  kannalle injektoidaan ottosignaali  $\omega_i$  kapasitanssin  $C_4$  läpi.  $Q_1$  yhdessä  $C_1$ :n kanssa muodostaa impedanssin  $Z_3$ . LC-sovituspäässä yhdessä kuorman kanssa muodostaa impedanssin  $Z_1$  ja  $Z_2$  on  $C_2$ :n ja  $L_1$ :n sarjaankytkennän impedanssi.



Kuva 13. Synkronisen oskillaattorin rakenne.

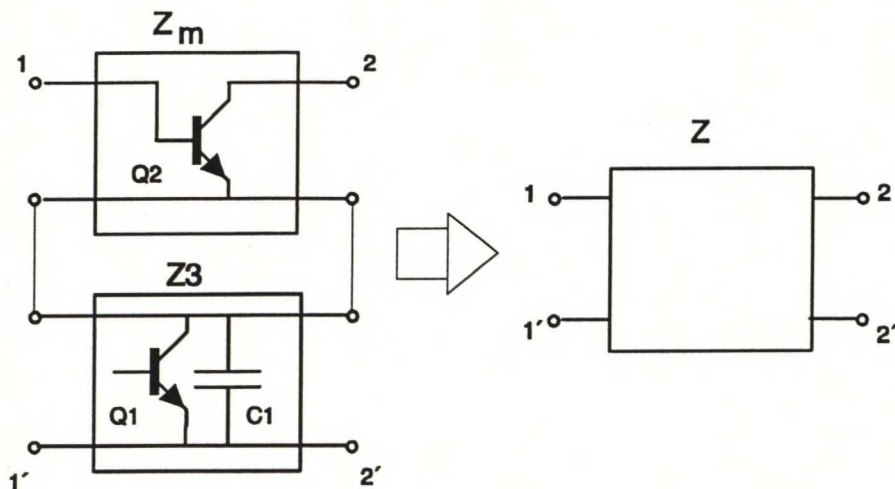
### 1.2.7.3 Synkronisen oskillaattorin suunnittelu [9, s. 139 - 151]

Synkroninen, kuten muutkin oskillaattorit, kannattaa suurilla taajuuksilla suunnitella transistorin mitattuja S-parametrejä hyväksi käyttäen. Ensin lasketaan Q2:n ja Z3:n muodostaman kaksiportin S-parametrit muuttamalla Q1:n mitatut S-parametrit Z-parametrit kaavalla:

$$\mathbf{Z}_m = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} = \mathbf{R}_0 (\mathbf{I} + \mathbf{S}_m)(\mathbf{I} - \mathbf{S}_m)^{-1} \quad (3)$$

missä  $\mathbf{S}_m$  on transistorin Q2:n halutulla taajuudella mitattu S-parametrimatriisi,  $\mathbf{I}$  on  $2 \times 2$  yksikkömatriisi ja  $\mathbf{R}_0$  on S-parametrien määrittämisessä käytetty ominaisresistanssi (yleensä  $50\Omega$ ).





Kuva 14. Z-parametrien sarjaankytkentä.

Kahden Z-parametrimatriisin sarjaankytkentä lasketaan, kuten impedanssinkin yhteenlaskulla.

$$Z = Z_m + Z_3 \quad (4)$$

Yhteinen Z-parametrimatriisi muutetaan takaisin S-parametreiksi:

$$S = (Z + R_0 I)^{-1} (Z - R_0 I) \quad (5)$$

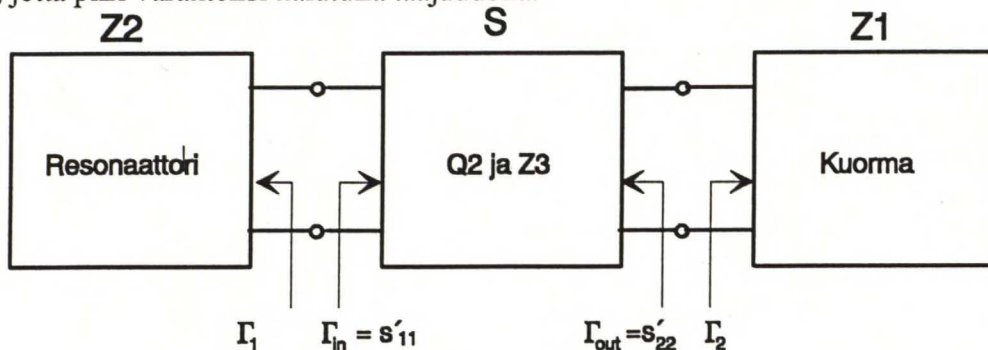
Tästä S-matriisista tarkastetaan Rolletin stabiilisuustekijä K kaavalla:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad (6)$$

missä  $\Delta$  on S-matriisin determinantti:

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (7)$$

K:n pitäisi olla huomattavasti pienempi kuin yksi. Sitä voidaan pienentää kasvattamalla  $C_1$ :n arvoa. Oskillaattorin kuormalle  $Z_1$  ja resonaattorille  $Z_2$  täytyy määrittää sopivat arvot, jotta piiri värähtelisi halutulla taajuudella.



Kuva 15. Oskillaattorin lohkokaavio.

Stabiilisuustekijän ehdon lisäksi täytyy seuraavat yhtälöt toteutua samanaikaisesti:

$$\Gamma_1 s'_{11} = 1 \quad (8)$$

$$\Gamma_2 s'_{22} = 1 \quad (9)$$

Kuitenkin värähtelyn aloittamiseksi täytyy näiden lausekkeiden olla suurempi kuin 1 eli:

$$|\Gamma_1 s'_{11}| > 1 \Rightarrow |\Gamma_1| > \left| \frac{1}{s'_{11}} \right| \quad (10)$$

$s'_{11}$  on aktiivisen kaksiporin heijastuskerroin, kun portin toiseen päähän on liitetty kuorma  $\Gamma_2$ . Tämä heijastuskerroin saadaan kaavasta:

$$s'_{11} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_2}{1 - s_{22}\Gamma_2} \quad (11)$$

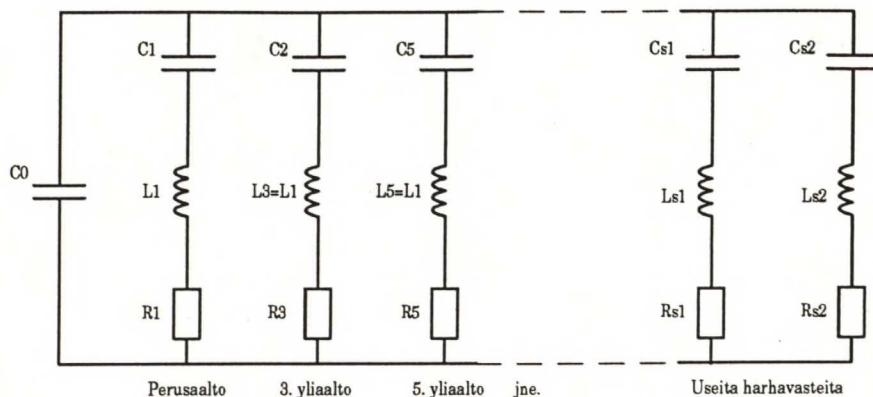
Vastaava ehto pätee myös kuormaimpedanssille.

### **1.3 Kvartsikideresonaattorit [1 s. 66][10 s. 30]**

Kvartsilla on pietsosähköisiä ominaisuuksia eli kide muuttaa mekaanisesti muotoaan sähkökentän vaikutuksesta ja päinvastoin. Kiteellä on sen koosta ja leikkauksesta riippuva resonanssitaajuus, joka on hyvin kapea ja sillä on parempi lämpötilariippuvuus kuin kondensaattoreita keloja ja vastuksia käyttävillä resonaattoreilla. Kide voi värähdellä joko perustaajuudellaan tai jollakin parittomalla mekaanisella yliaallollaan (overtone). Yliaalto-oskillaattorit sekoitetaan usein harmoniseen oskillaattoriin. Yliaalto on kiteen ominaisuus ja harmoniset taajuudet ovat oskillaattoriin ominaisuuksia. Tässä työssä kuitenkin esiintyy harmoninen joissakin piirien nimissä, koska piirikonfiguraatiot ovat lainattu lähteestä [3] ja [4], jossa käytetään virheellistä nimitystä yliaalto-oskillaattoreista. Perustaajuisia kiteitä on jopa 500 MHz:iin saakka mutta niitä käytetään alle 30 MHz:n taajuuksilla, koska kiteet ovat ohuudesta johtuen helposti särkyviä.

#### **1.3.1 Kiteen sijaiskytkentä [11]**

Kiteen yksinkertaistettu sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 10. RCL-piirit vastaavat kiteen perustaajuutta, yliaaltoja ja harhavasteita.  $C_0$  sisältää kiteen rinnakkaiskapasitanssin ja kotelon aiheuttaman kapasitanssin.  $C_1$  on dynaaminen kapasitanssi ja  $L_1$  on dynaaminen induktanssi.  $R_1$  on kiteen ekvivalentti sarjavastus, joka kasvaa korkeammilla yliaalloilla.  $C_0$  ja  $L_1$  ovat taajuudesta riippumattomia.



Kuva 16. Kiteen sijaiskytkentä.

Simuloinneissa käytetään vain halutun yliaallon RCL-piiriä  $C_0$ :n kanssa.

### 1.3.2 Kideoskillaattorin moduloitavuus [12]

Kiteiden taajuus määritetään tietylle kuormakapasitanssille  $C_L$ . Muuttamalla kuormakapasitanssia esim. kapasitanssidiodilla, voidaan kideoskillaattoria moduloida. Kahden eri kuormakapasitanssin  $C_{L1}$  ja  $C_{L2}$  värähtelytaajuuksien suhteellinen ero voidaan laskea kaavasta:

$$D_{L1,L2} = \frac{C_1 (C_{L2} - C_{L1})}{2 \cdot (C_{L1} + C_0) \cdot (C_0 + C_{L2})} \quad (12)$$

Deviaatiota ei voi kasvattaa määräämättömästi kuormakapasitanssilla, koska suuri kuormakapasitanssi pienentää taajuuden muutosherkkyyttä kuormakapasitanssin suhteen:

$$S = \frac{1}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial C_L} \approx -\frac{C_1}{2 \cdot (C_0 + C_L)^2} \quad (13)$$

Kaavoista 12 ja 13 nähdään, että moduloitavuus riippuu suuresti kiteen dynaamisesta kapasitanssista  $C_1$ . Tämä taas riippuu monennenko yliaallon kide on kyseessä:

$$C_1 [\text{fF}] = 0.1 \cdot k_c d_{el}^2 [\text{mm}^2] \cdot \frac{f_s [\text{MHz}]}{n^3} \quad (14)$$

missä  $k_c$  on yliaallosta riippuva korjauskerroin ( $k_c = 1 / 0.85 / 0.75$ , kun  $n = 1 / 3 / 5 \dots$ ),  $d_{el}$  on kiteen elektrodin pinta-ala,  $f_s$  on kiteen sarjaresonanssitaajuus ja  $n$  on yliaallon järjestysluku. Tästä nähdään, että korkeilla yliaalloilla saadaan pienempi deviaatio. Deviaatio riippuu myös kiteen rinnakkaiskapasitanssista  $C_0$ . Sen vaikutus voidaan kompensoida kytkemällä induktanssi kiteen rinnalle.



## **1.4 Oskillaattorisimuloinnit CAD-ohjelmilla**

Tässä työssä piirejä simuloitiin kahdella ohjelmalla: Hewlett-Packardin MDS:llä (Microwave Design System) ja TKK:n teoreettisen sähkötekniikan laboratorion ja Nokia tutkimuskeskuksen kehittämällä APLAC -piirisuunnitteluohjelmalla.

### **1.4.1 Oskillaattorien simulointimenetelmät**

MDS:ssä on kolme mahdollisuutta simuloida oskillaattoripiirejä: lineaarinen oskillaattorianalyysi, harmoninen balanssi ja transienttiansalyysi, joka ei ollut vielä käytössä tätä työtä tehdessä. APLACissa on transienttiansalyysi ja harmoninen balanssi, jota kutsutaan SS-analyysiksi (steady state). APLACin SS-oskillaattorianalyysissä on virhe, minkä vuoksi sitä ei käytetty tässä työssä.

#### **1.4.1.1 Lineaarinen oskillaattorianalyysi**

Lineaarisessa oskillaattori analyysissä oskillaattoripiiri katkaistaan sellaisesta kohdasta, joka lopettaa piirin värähtelyn. Tällöin piiristä muodostuu yksiporttipiiri. Lineaarinen analyysi pyyhkäisee taajuutta halutun värähtelytaajuuden ympärissä ja laskee portin heijastuskertoimen itseisarvon ja vaiheen. Piiri värähtelee, kun vaihevara on negatiivinen. Lineaarista analyysiä käytetään piirin komponenttiarvojen mitoituksessa.

#### **1.4.1.2 Harmoninen balanssi**

Harmonisessa balanssissa tutkittava piiri jaetaan lineaariseen ja epälineaariseen osaan. Piirin vasteen laskemiseksi käytetään sekä aika- että taajuusalue-esitystä, jolloin saadaan aaltomuoto ja spetri. Harmonisen balanssin periaatteena on tehdä arvaus kussakin piirin solmupisteessä olevasta jännitteen spektristä ja laskea niistä kussakin haarassa kulkevan virran spektri. Tämä tapahtuu erikseen lineaarisesta ja epälineaarista osasta. Näitä virtaspektrejä verrataan ja jos ne eroavat liikaa toisistaan, tehdään uusi jännitespektrin arvaus. Iterointia jatketaan niin kauan, kunnes virtaspektrit ovat riittävän lähellä toisiaan. Oskillaattorianalyysissä ei voi käyttää suoraan harmonista balanssia, koska värähtelytaajuus on tuntematon. Siksi piiriin sijoitetaan virtalähde, joka on oikosulku kaikilla muilla taajuuksilla, paitsi harmonisen balanssin määrittämällä taajuudella. Virran suuruus ja taajuus optimoidaan siten, että lähteen yli oleva jännite virtalähteen taajuudella

tulee nollassa. Virtalähde sijoitetaan samoin perustein kuin lineaarisessa analyysissä katkaistaan piiri.

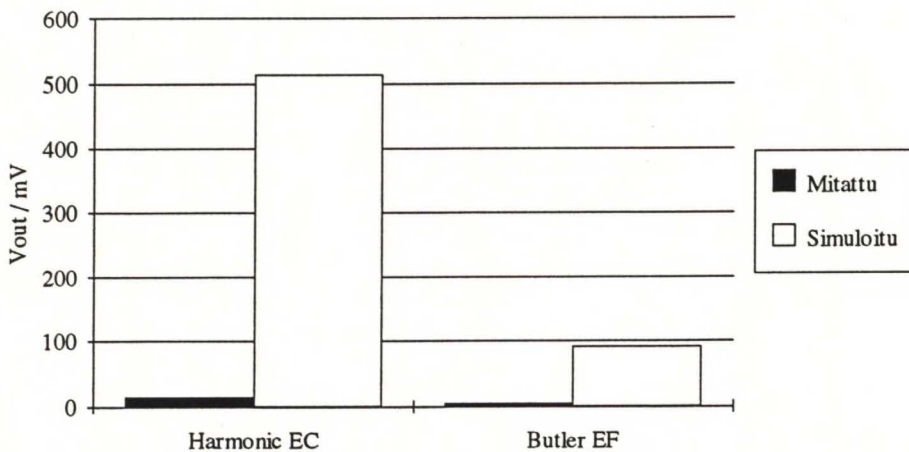
#### 1.4.1.3 Transienttialalyysi

Transienttialalyysissä piirin toimintaa simuloidaan aika-alueessa. Piirin vaste lasketaan numeerisella integroinnilla määrätyllä aika-askeleella. Menetelmä on hidas, koska laskentaa tulee tehdä siihen saakka, kunnes transientit ovat hävinneet ja niin pienellä aika-askeleella, että vasteen aaltomuoto saadaan riittävän tarkasti näkyviin.

Oskillaattorianalyysien käynnistyvyyttä voidaan nopeuttaa antamalla kelojen virroille ja kondensaattoreiden jännitteille alkuarvot. Transienttialalyysin alussa voi piirille myös antaa herätteen, jolloin värähtely käynnistyy nopeasti.

#### **1.4.2 Oskillaattorisimulointien onnistuminen**

Oskillaattoriipiirin suunnittelussa käytettiin MDS:n lineaarista oskillaattorianalyysiä. Sillä pystyy tutkimaan värähtelee oskillaattori ja sillä saa myös likimääräisen värähtelytaajuuden. Harmoninen balanssi sen sijaan onnistui vain muutamille oskillaattoriipiireille. Lineaarinen analyysi näytti piirin värähtelevän mutta harmoninen balanssi ei löytänyt ratkaisua. Harmoninen balanssi onnistui vain toisinaan: pienikin komponentin arvon muutos johti ratkaisun löytymiseen. Kuvasta 17 näkee, että ns. onnistuneiden simulointien tarkkuus on heikko. Liitteessä 1 on esitetty Harmonic EC -oskillaattorin simulointi MDS:llä.



*Kuva 17. Kahden oskillaattoriipiirin mitattu ja simuloitu perustaajuinen ulostulojännite.*



### **1.4.3 Oskillaattorisimulointien epäonnistumisien syitä**

Suurimpana syynä oskillaattorianalyysien huonoon toimivuuteen on kiteen suuri hyvyysluku eli Q-arvo. Kiteen resonanssiipiikit ovat hyvin kapeita. Tämän takia simulointien laskutoimitukset vaativat suurta laskentatarkkuutta. Tilannetta voidaan parantaa käyttämällä eri kidemallia, jossa on pienempi Q-arvo. Tämä ei ole ainoa syy simulointien epäonnistumiseen, koska synkronisella oskillaattorilla, joka ei ole kideoskillaattori, esiintyi samoja ongelmia. Osasy on myös MDS:ssä itsessään. Piirien hajasuureet vaikuttivat melkoisesti onnistuneiden simulointien tarkkuuteen. Myöskin kokemuksen puute vaikutti simulointien onnistumiseen.

### **1.4.4 Oskillaattorianalyysien parantamismahdollisuudet**

MDS:ssä voisi lineaarisen ja epälineaarisen oskillaattorianalyysin yhdistää siten, että lineaarisen analyysin tulokset tulisivat suoraan harmonisen balanssin alkuarvoiksi. Suuren Q-arvon aiheuttamaa ongelmaa voisi parantaa käyttämällä sellaista kidemallia, jossa Q-arvo suurenisi vähitellen oikeaan arvoonsa harmonisen balanssin onnistuttua. Nyt nämä molemmat menetelmät täytyy tehdä käsin.

## **1.5 Oskillaattorimittaukset**

Oskillaattorikytkennät rakennettiin aluksi vanhoille protolevyille osittain uudelleen langottaen. Butler common base -kytkentänä käytettiin nykyistä tuotannossa olevaa lähettinhybridiä katkaisemalla antenni ja juottamalla BNC-liitin puskurin lähtöön. Synkronista oskillaattoria ei voinut rakentaa vanhoille piirilevyille johtuen täysin erilaisesta kytkennästä. Se käsitellään puskurimittausten yhteydessä, koska sen tarkoituksena toimia kertojana ja kuorman vaihteluiden erottaminen oskillaattorista.

### **1.5.1 Mittaukset käyttöjännitteen funktiona**

Oskillaattoreista mitattiin käyttöjännitteen funktiona virran kulutus, kolmannen harmonisen ja perustaajuuden tuotto sekä perustaajuus. Käyttöjännitettä laskettiin 6.5 V:sta alaspäin, puolen voltin välein, kunnes oskillaattori lakkasi toimimasta. Mittauksessa käytettiin Hewlett-Pacardin spektrianalyysiaattoria HP 8561B. Kuormana oli FET-puskuri, joka vaimensi signaalia n. 7 dB:ä, mutta sen ottoimpedanssi oli korkea ja kapasitanssi

alhainen. Paras perustaajuuden tuotto käyttöjännitteellä 5 V oli Pierce- ja Butler CB-oskillaattoreilla. Kolmatta harmonista tuotti parhaiten Butler CB ja Pierce toiseksi parhaiten. Suurin osa harmonisista taajuuksista on kuitenkin puskurin aiheuttamaa. Liitteessä 2 on esitetty perustaajuuden ja 3. harmonisen tuotto käyttöjännitteen funktiona. Taajuuden muutos oli pienin Harmonic EC-oskillaattorilla käyttöjännitettä muutettaessa. Liitteessä 3 on esitetty taajuuden vaihtelut käyttöjännitteen funktiona. Colpitts toimi matalimmalla käyttöjännitteellä.

### **1.5.2 Mittaukset lämpötilan funktiona**

Oskillaattoriipiireistä mitattiin sääkaapissa lämpötila-alueella - 10 ... + 40 °C perustaajuus, kolmannen harmonisen ja perustaajuisen signaalin tuotto. Nämä mitattiin spektrianalysaattorilla HP 8561B, FET-puskurin ollessa kuormana ja käyttöjännitteellä 5 V. Perustaajuuden ja kolmannen harmonisen tuotto vaihtelivat kaikilla kytkennöillä vain noin 1 dB:n verran. Taajuus vaihteli vähiten Harmonic EC- ja Colpitts-oskillaattoreilla, kun lämpötilaa muutettiin. Taajuuden vaihtelu lämpötilan funktiona on esitetty liitteessä 4.

### **1.5.3 Mittaukset kuorman funktiona**

Oskillaattorin antoa mitattiin eri kuormavastuksien yli aktiivisella mittapäällä HP 41800A, jonka ottoimpedanssi on 1 M $\Omega$  ja 1.5 pF. Mittapää oli kytkettynä spektrianalysaattori HP 4195A:han, jolla mitattiinannon perustaajuisen signaalin taajuus. Butler CB-oskillaattoria ei voitu mitata, koska lähetinhybridiin oli vaikea kytkeä kuormavastuksia. Oskillaattorien käyttöjännite oli 5 V. Pienin taajuuden muutos kuorman vaihdellessa oli Pierce- ja Harmonic EC-oskillaattoreilla. Tulokset ovat liitteessä 5.

### **1.5.4 Oskillaattorikytkentöjen vertailu**

Taulukossa 2 on eri oskillaattorikytkennöille annettu sijalukua 1...5 vastaava pistemäärä eri ominaisuuksien mukaan. Pistemäärä on kerrottu painoarvolla 1 tai 2 ominaisuuden tärkeyden mukaan.



Taulukko 2. Oskillaattorikytkentöjen vertailu.

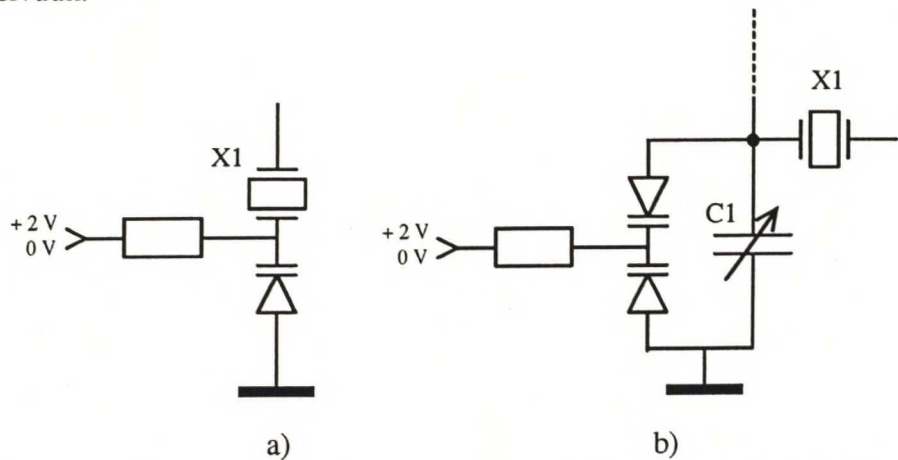
Ominaisuus	Paino- arvo	Colpitts	Paino- tettu	Pierce	Paino- tettu	Harmo- nic EC	Paino- tettu	Butler EF	Paino- tettu	Butler CB	Paino- tettu
Perustaajuuden tuotto	1	1	1	5	5	3	3	2	2	4	4
3. Harmonisen tuotto	2	1	2	4	8	3	6	2	4	5	10
Taajuus vs. Vcc	2	4	8	3	6	5	10	2	4	1	2
Taajuus vs. lämpötila	1	4	4	2	2	5	5	3	3	1	1
Käyttöjännite-alue	2	5	10	3	6	3	6	4	8	1	2
Taajuus vs. kuorma	1	1	1	4	4	3	3	2	2	2	2
Komponenttien määrä	1	5	5	4	4	2	2	2	2	4	3
<b>Yhteensä</b>		<b>31</b>		<b>35</b>		<b>35</b>		<b>25</b>		<b>25</b>	

Vertailun kolmesta parasta kytkentää Pierce, Harmonic EC ja Colpitts rakennettiin uudelle piirilevyllä käyttäen transistoria BFT25A, jolla on mahdollista käyttää alle kahden voltin käyttöjännitettä ja alle milliampeerin kollektorivirtaa. Samalle levyllä rakennettiin myös synkroninen oskillaattori. Kideoskillaattoreihin lisättiin myös kapasitanssidiodit kiteen kanssa sarjaan. Paremmuusjärjestys mittauksissa oli melkein sama kuin BFR92A:ta käytettäessä. Ainoastaan taajuus vs. käyttöjännite -mittauksessa Colpitts ja Pierce vaihtoivat sijoitustaan mutta ero oli pieni. Liitteessä 6 on BFR92A-oskillaattoreiden aaltomuodot oskilloskoopilla mitattuina ennen puskuria +5 V:n käyttöjännitteellä. Butler CB:n amplitudi ei ole vertailukelpoinen muiden kanssa, koska sen mittauksessa on käytetty 1 M $\Omega$ :n vastusta sarjassa oskilloskoopin mittapään kanssa. Aaltomuodot ovat melko puhdasta siniaaltoa, joten puskuri aiheuttaa liitteen 2 korkeat kolmannen harmonisen tasot. Mittaustulokset BFT25A:ta käyttäen ovat liitteessä 7.

### 1.5.5 Kideoskillaattoreiden moduloitavuus

BFT25A-kytkentöjen moduloitavuutta mitattiin liittämällä Philipsin kapasitanssidiodi BBY31 kiteen kanssa sarjaan (kuva 18) ja kytkemällä se käyttöjännitteeseen (+2 V) ja maahan ja vertaamalla oskillaattorin taajuuksia. Kiteen dynaaminen kapasitanssi  $C_1$  oli 1.7

fF. Taulukossa 3 on esitetty kuinka paljon resonanssitaajuutta on tällä tavalla saatu vedettyä sivuun.



Kuva 18. Varaktori-diodin kytkeminen kiteen kanssa sarjaan a) Colpitts ja Harmonic EC b) Pierce.

Taulukko 3. 2 V:n ja 0 V:n ohjausjännitteen välinen taajuusero.

Colpitts	Pierce	Harmonic EC
7.50 kHz	1.27 kHz	1.45 kHz

Pierce-oskillaattorin rakenteesta johtuen, siinä on jouduttu käyttämään kahta kapasitanssidiodia sarjassa (kuva 18), joten siinä on pienempi kapasitanssi kuin muissa. Kun ohjausjännite on näinkin matala on syytä käyttää jotakin muuta kapasitanssidiodia kuin BBY31 tai kytkeä transistorilla digitaalisen ohjausjännitteen tahdissa kondesaattoria sarjaan kiteen kanssa.



## 2. Antenni

### 2.1 Pienet antennit

#### 2.1.1 Pienen antennin määritelmä [13, s. 5]

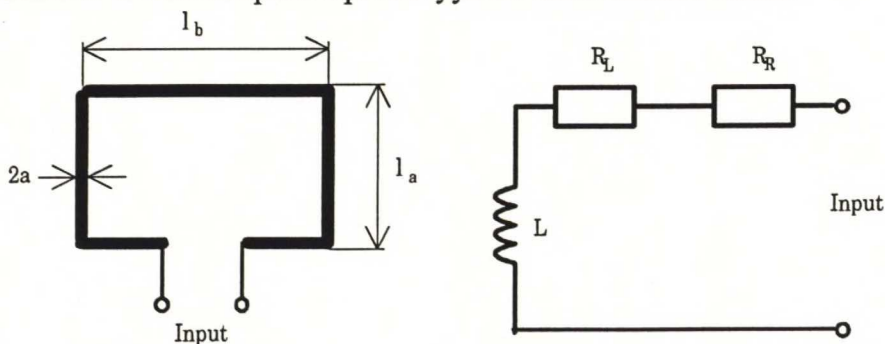
Antennit voivat olla monella tavalla pieniä:

- Sähköisesti pienenä pidetään antennia, jonka säde on alle  $\lambda/2\pi$ , missä  $\lambda$  on vapaantilan aallonpituus. Tässä työssä käytetyt pienet silmukkaantennit ovat sähköisesti pieniä.
- Fyysisesti pakotetut antennit eivät välttämättä ole sähköisesti pieniä. Ne voivat olla esim. litteitä, ajoneuvon pinnassa olevia antennite.
- Toiminallisesti pienissä antenneissa on hyvä toiminta aikaansaatu ilman fyysisen koon kasvattamista, esim. suuntaavuutta on parannettu signaalin käsittelyllä.

- Fyysisesti pienten antennien mitat johtuvat niiden korkeista käyttötaajuuksista, esim. millimetrialueen torviantenni.

#### 2.1.2 Pienet silmukka-antennit [13, s.77-78]

Pienet silmukka-antennit ovat käytännöllisiä kannettavissa radiolaitteissa, joissa ei haluta ulkoista antennia. Ne voidaan painaa piirilevyyn tai tehdä kotelon sisään.



Kuva 19. Ohuesta langasta tehty silmukka-antenni ja sen sijaiskytkentä.

Antennin impedanssi voidaan kuvan 19 mukaan laskea kaavasta:

$$Z_i = R_R + R_L + j\omega L \quad (15)$$

missä  $R_R$  on antennin säteilyresistanssi ja  $R_L$  on antennin häviöresistanssi. Antennin säteily- ja häviöresistanssit saadaan kaavoista:

$$R_R = 20(\beta^2 A^2) \quad (16)$$

$$R_L = \frac{1}{\pi a} (l_a + l_b) R_s \quad (17)$$

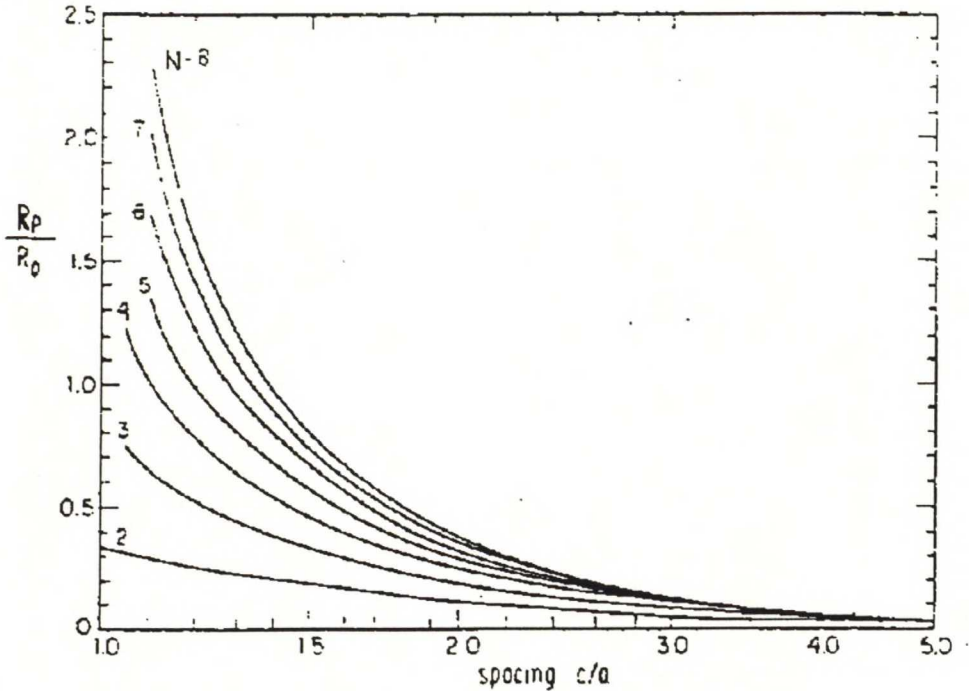
missä  $\beta = 2\pi/\lambda$  ja  $A$  on silmukan pinta-ala ja  $R_s$  on silmukan johtimen resistiivisyys.

### 2.1.2.1 Monikierroksinen silmukka-antenni [14]

Lisäämällä kierroksia silmukkaan saadaan säteilyresistanssia nostettua. N-kierroksiselle silmukalle saadaan kaava johdettua kaavasta 16:

$$R_R = 20(\beta^2 n^2 A^2) \quad (18)$$

Antennin häviöresistanssi kasvaa lisäpituuden lisäksi myöskin siksi, että eri kierrosten läheisyyden vuoksi syntyy lisähäviötä. Kuvasta 20 saadaan lähekkäin olevien kierrosten aiheuttama lisäresistanssi.

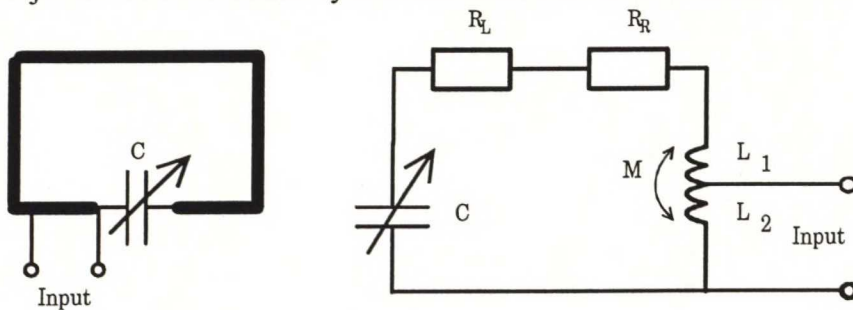


Kuva 20. Lähekkäin olevien kierrosten aiheuttama lisäresistanssi.  $N$  on kierrosten lukumäärä,  $R_p$  kierrosten läheisyyden aiheuttama lisäresistanssi,  $R_0$  resistanssi ilman lähekkäisiä kierroksia,  $c$  kierrosten välinen etäisyys ja  $a$  on johtimen säde.

Monikierroksisessa silmukka-antennissa induktanssi kasvaa kierrosten myötä. Myöskin tiheään käämittyssä silmukka-antennissa induktanssi on suurempi kuin harvaan käämityssä. Tämä vaikeuttaa resonanssitaajuuden viritystä korkeilla taajuuksilla.

#### 2.1.2.2 Pienen silmukka-antennin sovittaminen [13, s. 86-87]

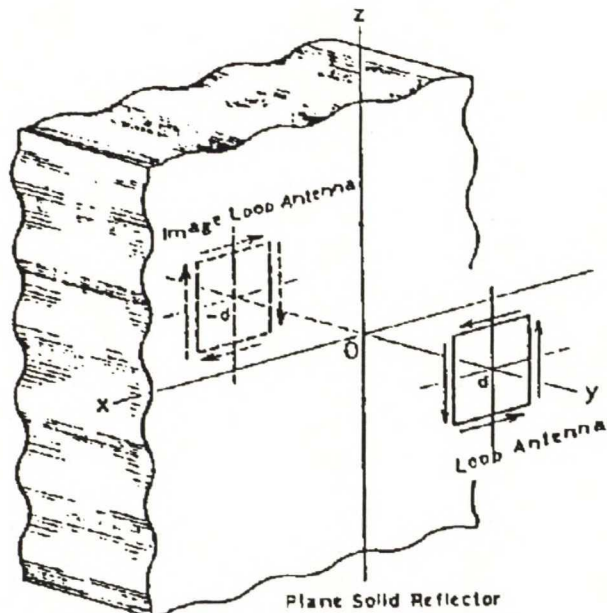
Koska pienen silmukka-antennin hyötysuhde on huono, sitä ei kannata enempää huonontaa ulkoisella häviöllisellä sovituspiirillä. Sovitus kannattaa tehdä antennilla itsellään syöttämällä antennia keskeltä, tällöin muodostuu muuntaja (kuva 21). Antennin resonanssitaajuutta voidaan säätää kytkemällä antenniin säätökondensaattori.



Kuva 21. Silmukka-antennin sovitus ja resonanssitaajuuden viritys.

#### 2.1.2.3 Silmukka-antenni lähellä johtavaa pintaa [13, s.100 - 105]

Jos silmukka-antenni on yhdensuuntaisesti lähellä suurta johtavaa pintaa (esim. ihmisen keho), syntyy pinnan toiselle puolelle silmukan peilikuva, jossa virta kiertää päinvastaiseen suuntaan. Tällöin peilivirran kenttä osittain kumoaa antennin virran kenttää ja heikentää antennin vahvistusta.



Kuva 22. *Body effectin heikentävä vaikutus antennin vahvistukseen.*

Jos halutaan käyttää hyväksi tätä body effect -ilmiötä, täytyy silmukka sijoittaa kohtisuoraan johtavaa pintaa vasten. Aina se ei ole kotelon muodosta johtuen mahdollista.

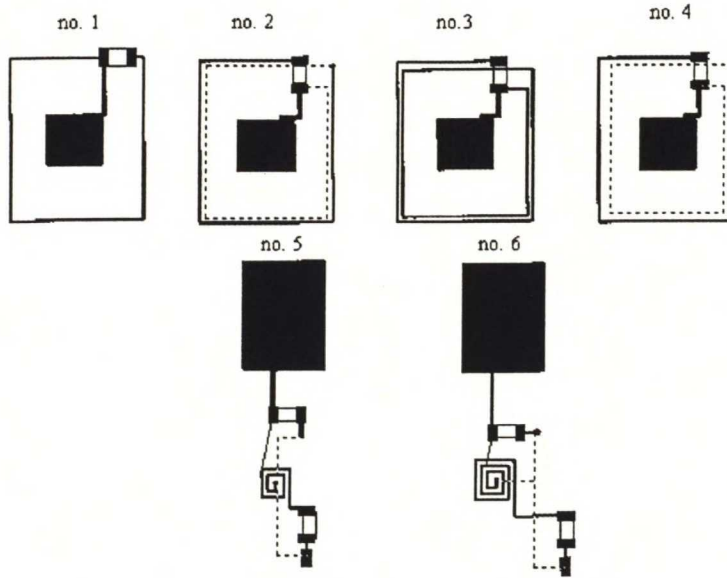
### 2.1.3 Human plate -antenni [15]

Human plate -antennissa käytetään ihmisen kehoa säteilijänä. Radiotaajuinen signaali kytketään kapasitiivisesti laitteen kotelon sisäpinnalla olevasta metallifoliosta esim. käteen kotelomateriaalin toimiessa dielekrisenä aineena välissä.

### 2.1.4 Lähettimen antennivaihtoehdot

Johtuen lähettimen koosta, tässä työssä kokeiltiin vain piirilevyllä painettua silmukka-antenneja sekä human plate -antennia. Prototyypipiirilevyllä (kuva 23) tehtiin sekä yksikierroksinen (no. 1) että kaksikierroksisia silmukka-antenneja (no. 2-4). Human plate -antennit sovituspireineen ovat no. 5 ja no. 6. Kaksikierroksista antenneista tehtiin versioita erilaisilla kierrosten välimatkoilla.





Kuva 23. Tässä työssä mitatut antennit.

## 2.2 Antennimittaukset

### 2.2.1 Antennien viritys ja sovitus

Silmukka-antennien sovitus tehtiin syöttöpistettä muuttamalla. Antennien seisovan aallon suhde ja impedanssi mitattiin Hewlett-Packardin piirianalysaattorilla HP-8753C. Antennien resonanssitaajuus viritettiin säätökondensaattorilla. Antenni numero 6:ta (kuva 23) ei saatu kunnolla vireeseen, koska sen sovituspiirin kela oli liian suuri. Myöskään kaksikierroksia silmukoita, joissa silmukat on lähekkäin (2 ja 3), ei saatu vireeseen, koska silmukan induktanssi oli niin suuri ettei löytynyt riittävän pientä säätökondensaattoria. Liitteessä 8 on esitetty eri antennien heijastuskertoimien muuttuminen käden etäisyyttä antennista vaihtelemalla.

### 2.2.2 Antennin säteilyhyötysuhteen mittaaminen [16]

Antennin säteilyhyötysuhde voidaan laskea kaavasta:

$$E = \frac{P_R}{P_R + P_L} \quad (19)$$

missä  $P_R$  on kokonaissäteilyteho ja  $P_L$  on antennin häviöteho, johon kuuluu antennin ja siihen liittyvän sovitus- virityspiirin resistiiviset häviöt. Säteilyhyötysuhteen ekvivalenttinen kaava on:

$$E = \frac{R_R}{R_R + R_L} \quad (20)$$

missä  $R_R$  antennin säteilyvastus ja  $R_L$  piirin häviöresistanssi. Antennin impedanssin reaalisasta saadaan suoraan  $R_R + R_L$ , mutta pelkkää säteilyvastusta ei saa impedanssista laskettua. Jos säteilyhyötysuhde lasketaan kaavasta 19, niin kokonaissäteilyteho saadaan kaavasta:

$$P_R = \iint_S P(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (21)$$

missä  $P(\theta, \phi)$  on säteilytiheys. Koska  $P(\theta, \phi)$ :n mittaaminen on lähikentässä vaikeaa, pallopinta  $S$  otetaan antennin kaukokentästä. Antennin säteilykuvion mittaaminen on hidas ja alle 500 MHz:n taajuuksilla se on epätarkkaa ilman kaiutonta huonetta. Tämän vuoksi on kehitetty muita menetelmiä säteilyhyötysuhteen mittaamiseksi kuten Wheelerin menetelmä ja Q-arvomenetelmä.

#### 2.2.2.1 Wheelerin menetelmä

Wheelerin menetelmässä saadaan säteilyvastus mitattua hävittämällä se antennin impedanssin reaalisasta. Kun maatason päällä oleva antenni peitetään johtavalla, hyvin maadotetulla kuvulla, saadaan  $R_R$  hävitetyksi antennin impedanssista vaikuttamatta paljoakaan  $R_L$ :iin. Kuvun säteen tulee olla noin  $\lambda/6$  ja se voi olla myös kuution muotoinen. Pienillä antenneilla säteilyvastus on niin pieni, että vaaditaan hyvin tarkkaa impedanssimittausta eron huomaamiseen. Human plate -antennien mittauksessa puolestaan tarvitaan suuri kupu, johon ihminen mahtuu sisään.

#### 2.2.2.2 Q-arvo menetelmä

Q-arvo menetelmässä verrataan antennin mitattua Q-arvoa vastaavan ideaalisen antennin laskettuun Q-arvoon. Häviöllisen antennin Q-arvo määritellään seuraavasti:

$$Q_{RL} = \frac{\omega \times \text{varastoitunut huippuenergia}}{\text{keskim. säteilyteho} + \text{keskim. häviöteho}} \quad (22)$$

Mittaamalla niiden taajuuksien välinen kaistanleveys  $\Delta f$ , joissa antennin resistanssi on yhtäsuuri kuin reaktanssi, saadaan  $Q_{RL}$  laskettua kaavasta 23. Jos antenni on sovitettu siirtojohtoon, voidaan  $\Delta f$  mitata puolen tehon kaistanleveydestä.

$$Q_{RL} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (23)$$

missä  $f_0$  on antennin resonanssitaajuus. Ideaalisen antennin Q-arvo määritellään seuraavasti:

$$Q_R = \frac{\omega \times \text{varastoitunut huippuenergia}}{\text{keskim. säteilyteho}} \quad (24)$$

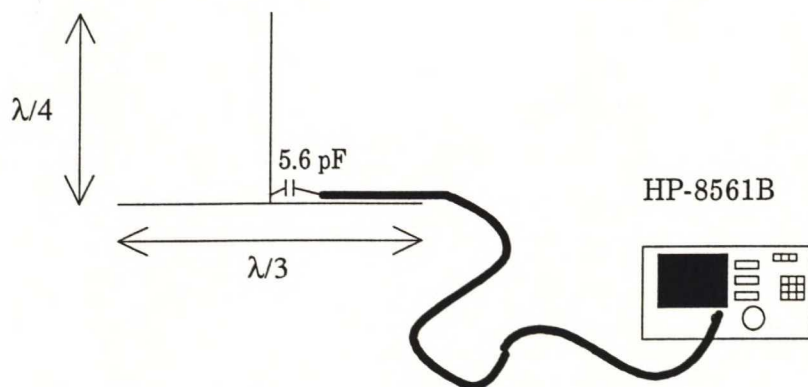
Kun molemmat Q-arvot tiedetään voidaan antennin säteilyhyötysuhde laskea kaavasta:

$$E = \frac{Q_{RL}}{Q_R} \quad (25)$$

Ideaalisen antennin Q-arvon laskeminen on hankalaa, koska täytyy tietää hyvin tarkasti mikä on pienin pallopinta, joka sulkee antennin sisälleen ja mikä on antennin säteilemien palloaaltomuotojen jakauma.

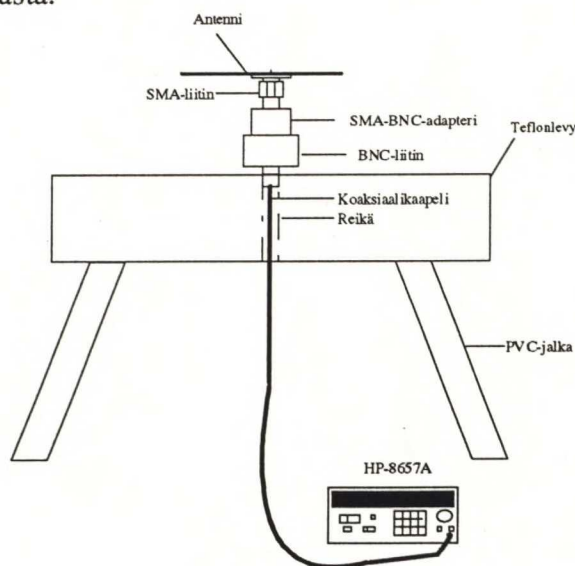
### 2.2.3 Antennivertailun mittausjärjestelyt

Tässä työssä ei tarvittu säteilyhyötysuheen absoluuttisia arvoja, vaan erilaiset antennit piti saada paremmuusjärjestykseen. Tämä tehtiin vertailemalla antennien maksimisäteilytehoja kaukokentässä. Vertailussa oli mukana yksi- ja kaksikierroksinen silmukka (no. 1 ja 4 kuvasta 23), human plate antenni (no. 5) ja nykyisen lähettimen antenni. Lisäksi mukana oli vertailun vuoksi samanlainen monopoliantenni kuin vastaanottimessa. Vastaanottimena oli Hewlett-Packardin spektrianalysaattori HP-8561B, johon oli kytketty  $\lambda/4$ :n pituinen monopoliantenni. Syötössä käytettiin 5.6 pF:n suuruista kytkentäkondensaattoria, jolla sovitusta saatiin parannettua. Antenni oli kiinnitetty halkaisijaltaan  $\lambda/3$  kokoiseen ympyrän muotoiseen maatasoon. Antenni oli n. metrin korkeudella ja 20 metrin päässä lähettinantennista.



Kuva 24. Antennimittausten vastaanotin.

Mittauksissa syötettiin antennia signaaligeneraattorilla HP-8657A taajuudella 230.7 MHz tehotason ollessa 0 dBm. Tutkittava lähetinantenni kiinnitettiin SMA-liittimellä muovikappaleessa olevaan koaksiaalikaapeliin, jolloin antennia pystyi pyörittämään liittimen ympäri ilman kaapelin häiritsevää vaikutusta. Nykyisen lähettimen antennia syötettiin lyhyellä koaksiaalikaapelilla, joka oli kiinnitetty lähetinjigiin. Lähetinantenni oli n. 1.5 m korkeudella maasta.



Kuva 25. Antennimittausten lähetinjigi.

#### 2.2.4 Vertailun tulokset

Nykyisen lähettimen antenni ei ole aivan vertailukelpoinen muiden antennien kanssa, koska antennia syötettiin koaksiaalikaapelilla eikä suoraan liittimellä. Taulukossa 4 on esitetty vertailun tulokset. Korjatussa arvossa on antennien epäsovituksen vaikutukset otettu huomioon.



Taulukko 4. Antennivertailun tulokset.

Antenni	no. 1	no. 4	no. 5	nykyinen	monopoli
SAS	1.2	2	1.7	1.2	1.2
Vastaanotettu teho [dBm]	-59	-57.8	-63.7	-71.1	-53.2
Korjattu arvo [dBm]	-58.2	-54.3	-61.1	-70.3	-52.4

Vertailun parhaaksi antenniksi selviytyi kaksikierroksinen silmukka-antenni (no 4 kuvasta 23). Nykyisen lähettimen antenni oli selvästi muita huonompi. Tämä johtui osaltaan erilaisesta syötöstä mutta ei kokonaan.

### 3 Puskuri

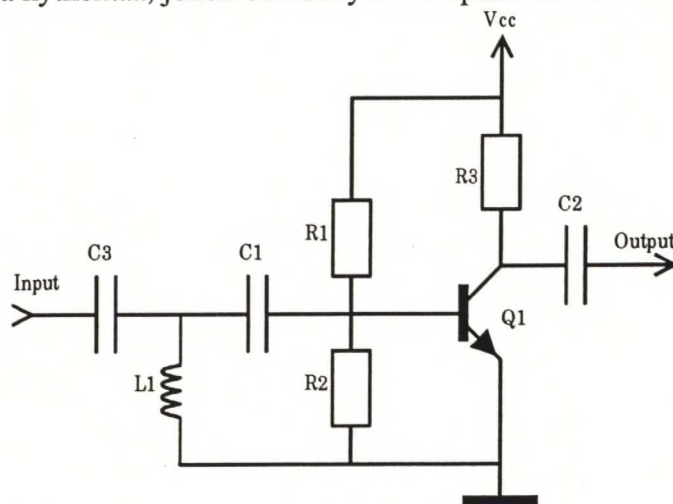
Puskurin tehtävänä on eristää oskillaattori antennin impedanssin vaihteluilta ja toimia kertojana. Nykyisessä lähettimessä on kaksihilaisella FETillä toteutettu puskuri, jolla on korkea ottoimpedanssi, koska Butler CB -oskillaattori vaatii toimiakseen korkeaimpedanssien kuorman. Uusissa kytkennöissä FET pyrittiin korvaamaan transistorilla BFT25A.

#### 3.1 Puskuripiirejä

Puskurivaihtoehtoja oli kolmenlaisia: A-luokassa toimivia puskureita, kertojarakenteita ja synkroninen oskillaattori, joka on esitelty kappaleessa 1.2.6. Piirit simuloitiin ensin APLAC-piirisimulaattorilla ja parhaat kytkennät rakennettiin ja testattiin.

##### **3.1.1 Yksiasteinen CE-puskuri [17]**

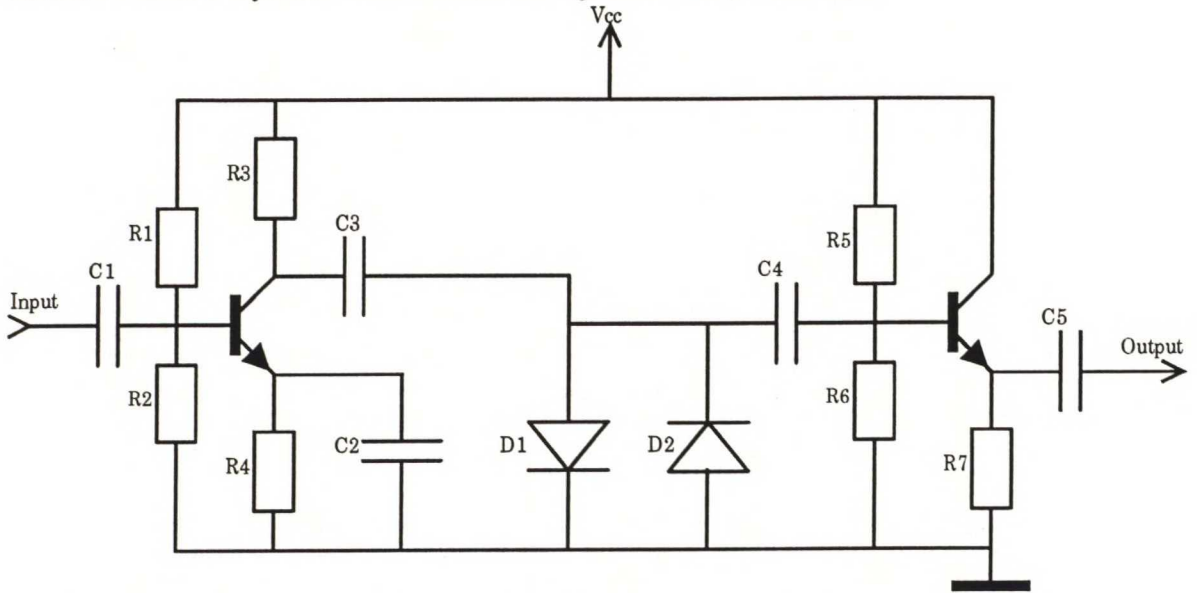
Yksinkertaisin vaihtoehto on yhteisemitterivahvistinkytkentä. Sen toimintapiste asetettiin "väärin", jotta signaali leikkaantuisi ja kolmannen harmonisen tuotto kasvaisi. BFR92A transistorilla toteutettuna virran kulutus oli liian suuri (yli 4 mA). Tämän lisäksi tutkittiin kuvan 26 mukaista kytkentää, johon oli lisätty sovituspiirit ottoon.



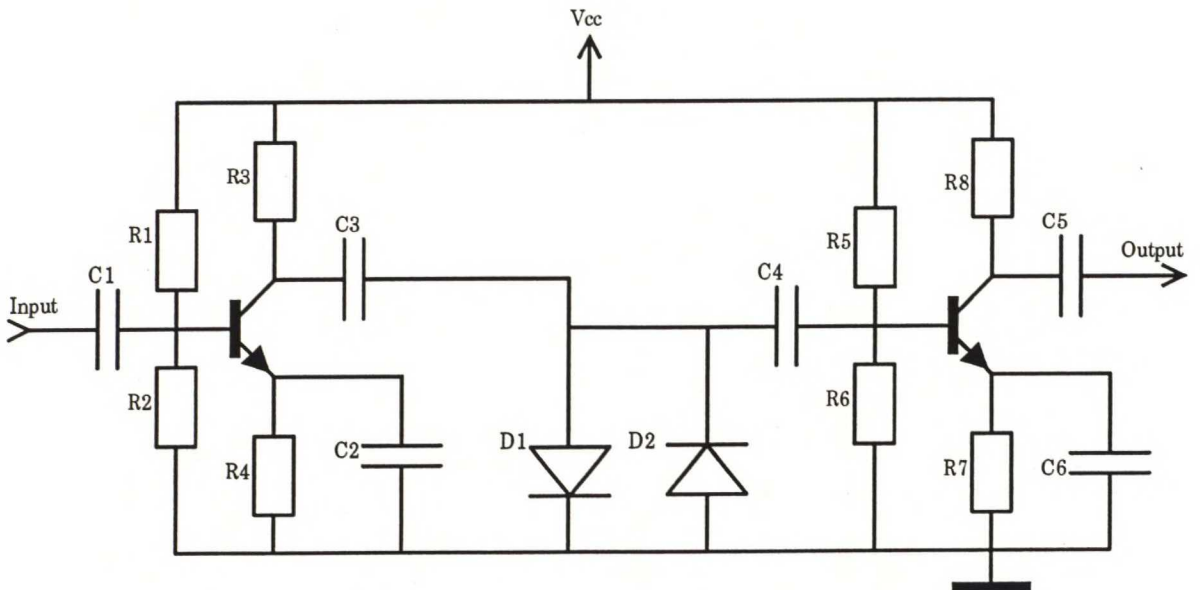
*Kuva 26. Yksiasteinen yhteisemitteri puskuri, jossa on ottosovitus.*

### 3.1.2 Kaksiasteiset puskurit [17]

Kuva 27 piirissä on ensimmäisenä asteena yhteisemitterivahvistin ja toisena asteena yhteiskollektorivahvistin. Kuvassa 28 molemmat asteet ovat yhteisemitterikytkentöjä. Asteiden välissä käytetään diodileikkaimia signaalin säröyttämiseksi.



Kuva 27. Kaksiasteinen CE-CC-puskuri.

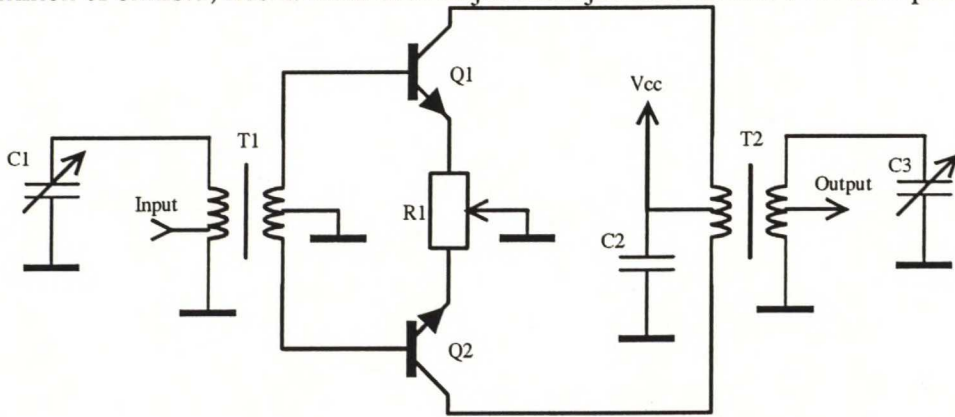


Kuva 28. Kaksiasteinen CE-puskuri.

Ylimääräisellä asteella ei saavutettu mitään hyötyä. Haittapuolina oli kasvanut virrankulutus ja monimutkainen rakenne. Leikkaimissa käytettävillä diodeilla täytyy olla pieni kapasitanssi, jotta signaali leikkaantuisi eikä pyöristyisi.

### 3.1.3 Kertojakytkennät

Kertojakytkentöinä tutkittiin B- ja D- luokan tehovahvistinkytkentöjä ja ARRL-Handbookissa [18] esitettyä kertojakytkentää (kuva 29). Näillä kykennöillä saatiin parhaat kolmannen harmonisen tuotot mutta, nämä kytkennät vaativat muuntajia. Tähän tarkoitukseen riittävän pieniä muuntajia ei löytynyt. ARRL-Handbookin kertojan antopuolen muuntaja voidaan simulointien mukaan korvata mikroliuskarakenteella. Oton muuntajan korvaaminen ei onnistu, koska matalasta taajuudesta johtuen liuskat ovat liian pitkät.



Kuva 29. ARRL-handbookin kertoja.

### 3.2 Puskurisimuloinnit

Kaikki puskurit, paitsi synkroninen oskillaattori simuloitiin APLACin Steady State -analyysillä. Niiden ottojännite oli 0.4 V ja annossa oli 300 ohmin vastus kuormana. Kaikki puskurit oli toteutettu BFR92A transistorilla ja käyttöjännite oli 5 V. Liitteessä 9 on esitetty simuloitujen puspureiden yhteenveto. Näistä rakennettiin pelkästään yksiasteinen CE-puskuri, koska muuntajallisia kytkentöjä ei haluttu mukaan ja kaksiaasteiset puskurit olivat yksiasteista huonompia. Liitteessä 10 on esimerkkinä APLAC-simuloinneista ARRL-kertojan simuloinnin syöttötiedosto ja tulokset.

#### 3.2.1 Synkronisen oskillaattorin simulointi

Synkronisen oskillaattorin lukittumista ei voinut simuloida käytettävissä olevilla ohjelmilla. Synkronista oskillaattoria simuloitiin MDS:n lineaarisella ja harmonisella analyysillä. Vapaasti värähtelevänä taajuus erosi useita megahertsejä mitatuista arvoista.



Tämän syynä on piirin hajasuureet joita ei ole otettu huomioon simuloinnissa. Synkronisen oskillaattorin simulointitulokset ovat liitteessä 11.

### **3.3 Puskuripiirien mittaukset**

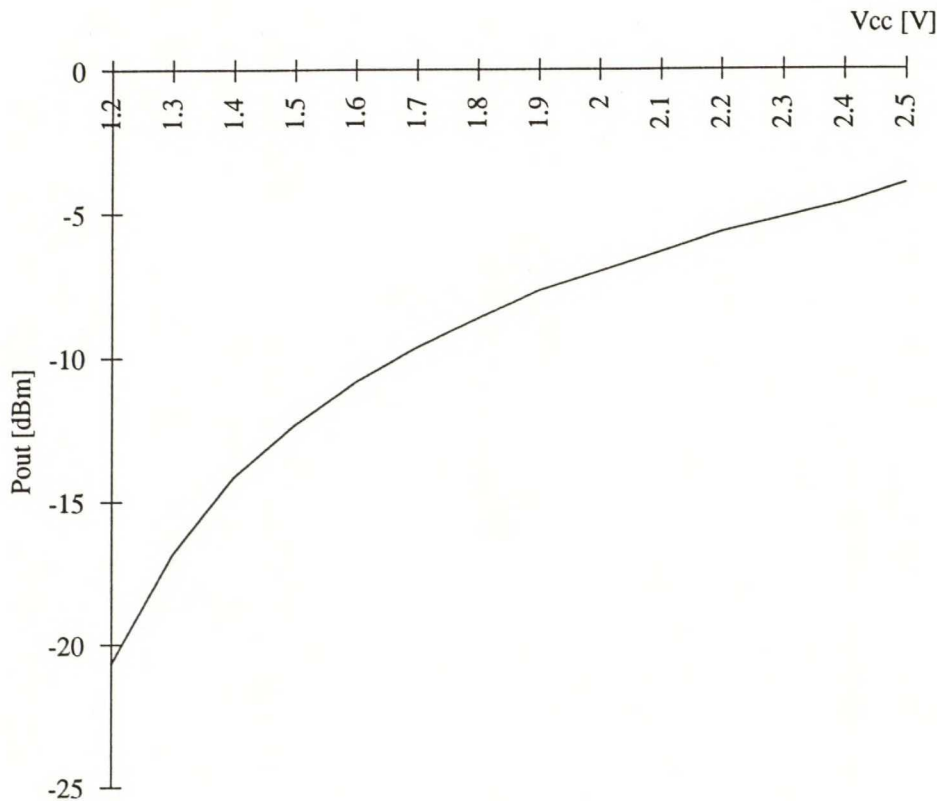
Puskureista rakennettiin ja mitattiin yksiasteinen yhteisemitteripuskuri ja synkroninen oskillaattori BFT25A transistoria käyttäen. Tämän lisäksi mitattiin vertailun vuoksi nykyisen lähettimen FET-puskuri.

#### **3.3.1 Yksiasteisten puskurien mittaukset**

Puskureita syötettiin Hewlett-Packardin signaaligeneraattorilla HP-8656B ja puskurin antosignaalin perustaajuuden ja kolmannen harmonisen tasoja tutkittiin spektrianalysaattorilla HP-8590A. Liitteissä 12 ja 13 on esitetty yksiasteisten CE-puskuripiirien vahvistukset ja kolmannen harmonisen tuotto eri käyttöjännitteillä ja ottosignaalin tasoilla. FET-puskurin vahvistus ja kolmannen harmonisen tuotto eri ottosignaalin tasoilla on esitetty liitteessä 14. CE-puskurista mitattiin myös parannettu versio, jossa puskurin otto oli sovitettu.

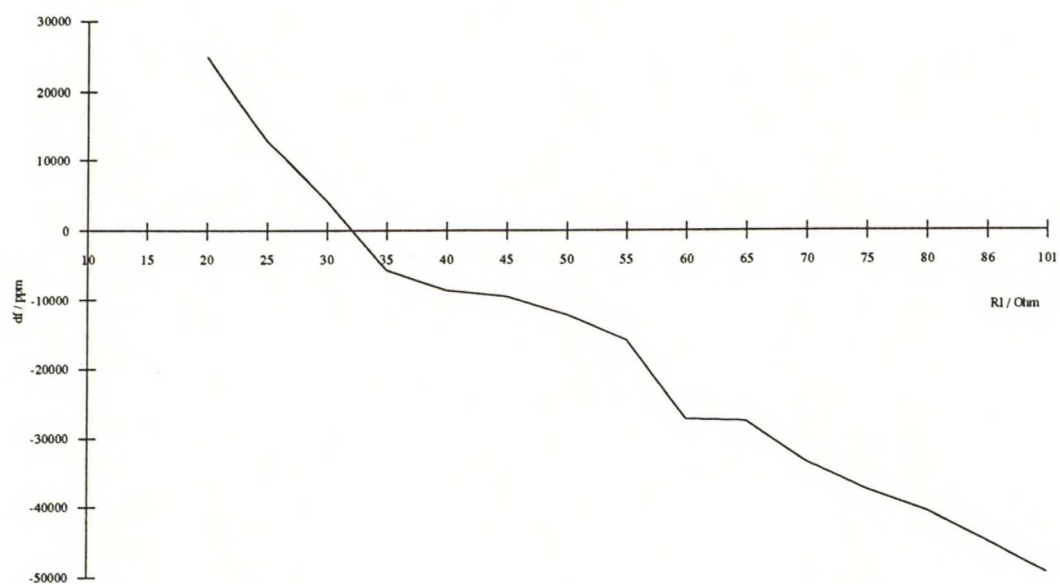
#### **3.3.2 Synkronisen oskillaattorin mittaukset**

Synkronisesta oskillaattorista (SO) mitattiin hyötysignaalin (230.7 MHz) tuotto eri injektiotaajuuksilla ja harmonisten ja aliharmonisten tuotto. Injektiotaajuus otettiin Hewlett-Packardin signaaligeneraattorista HP-8657A ja antoa mitattiin spektrianalysaattorilla HP-8561B. Liitteen 15 kuvissa on esitetty SO:n anto injektiotaajuudella 76.MHz tehotasolla -20 dBm ja vertailun vuoksi nykyisen lähettimen anto. Kuvista nähdään, että SO tuottaa eniten hyötytaajuutta ilman suodatustakin, kun FET-puskuri antaa suurimman signaalin kideoskillaattorin taajuudella. Kuvassa 30 on SO:n hyötysignaalin tuotto eri käyttöjännitteillä.



Kuva 30. Synkronisen oskillaattorin 230.7 MHz:n tuotto käyttöjännitteen funktiona. injektiotaajuus on 76.9 MHz.

Liitteestä 16 nähdään, että SO voidaan lukita jopa 6. aliharmoniseen ( $f_0/6$ ). Tosin SO:n lukitusalue pienenee myös kuudenteen osaan ja annossa tarvitaan kapeampaa kaistanpäästösuodatusta, jotta ei-toivotut taajuuskomponentit eivät säteilisi ympäristöön. SO:n lukkiintumisalue mitattiin pyyhkäisemällä injektiotaajuutta ja tallettamalla spektrianalysaattorin näyttöön antosignaalin huippuarvo. Lukkiintumisalue on liitteen 17 kuvan 1 mukaan n. 20 MHz käytettäessä SO:ta perustaajuisella injektiosignaali. SO:n vaihekohinaominaisuudet ovat riippuvaisia injektiosignaali. Liitteen 17 kuvassa 2 on esitetty SO:n vaihekohina. HP-8561B:n mittaustarkkuudella ei voinut havaita eroa HP-8657A signaaligeneraattorin ja SO:n vaihekohinassa. Synkronisen oskillaattorin käyttäytymistä myös kuorman vaihteluilla tutkittiin. SO pystyi lukittumaan 76.9 MHz ( $f_0/3$ ) injektiotaajuuteen 25...150  $\Omega$ :n kuormalla. Kuvassa 31 on esitetty vapaasti värähtelevän SO:n taajuuden muutos eri kuormalla. Keskitajuus on 230 MHz.



*Kuva 31. Synkronisen oskillaattorin taajuuden muutos kuormavastuksen funktiona, kun SO ei ole lukittu.*

## **4 Lähettimen toteutus**

### **4.1 Lähettimen lohkojen valinnat**

Parhaaseen lopputulokseen päästään synkroniseen oskillaattoriin perustuvalla lähettimellä. Synkroninen oskillaattori tuottaa parhaiten haluttua taajuutta. SO:ta käytettäessä ei kideoskillaattorin tarvitse olla tehokas. Synkroninen oskillaattori voidaan lukita jopa 6. aliharmoniseen, jolloin 230.7 MHz:n taajuudella voidaan käyttää perustaajuudella toimivaa kideoskillaattoria. Perustaajuista kideoskillaattoria käytettäessä on deviaatio parempi kuin yliaaltokideoskillaattorilla ja sillä on yksinkertaisempi rakenne. SO:n referenssioskillaattoriksi kannattaa valita kaikkein yksinkertaisin oskillaattorikytkentä eli Colpitts. Antennivertailussa menestyi parhaiten kaksikierroksinen silmukka-antenni. Kaksikierroksisessa antennissa pitää kierrosten olla riittävän etäällä toisistaan, jotta kierrosten aiheuttama lisähäviö ei nousisi liian suureksi. Kasvanut induktanssi voi estää antennin resonanssitaajuuden virityksen, koska antennin hajakapasitanssien aiheuttama resonanssitaajuus voi olla matalampi kuin antennin käyttötaajuus tai riittävän pieniä säätökondensaattoreita on vaikea löytää. Jos ei halua käyttää synkronista oskillaattoria, silloin kannattaa käyttää oskillaattorivertailun voittanutta Pierce- tai harmonista emitterikytkettyä oskillaattoria ja sovitettua CE-puskuria.

### **4.2 Lähettimen lohkojen yhteensovittaminen**

Kideoskillaattorin antoimpedanssia ei tarvitse sovittaa synkronisen oskillaattoriin, koska injektioitaajuuden tehotason ei tarvitse olla korkea. Kideoskillaattorin signaali injektoidaan kytkentäkondensaattorin läpi synkronisen oskillaattorin kuormatransistorin kannalle. Synkronisen oskillaattorin anto oli valmiiksi sovitettu 50  $\Omega$ :iin. Antenni on syytä virittää ja sovittaa uudelleen, kun kaikki komponentit on sijoitettu lopullisesti antennisilmukan sisäpuolelle.



## 4.3 Käytettävät komponentit

### 4.3.1 Kondensaattorit

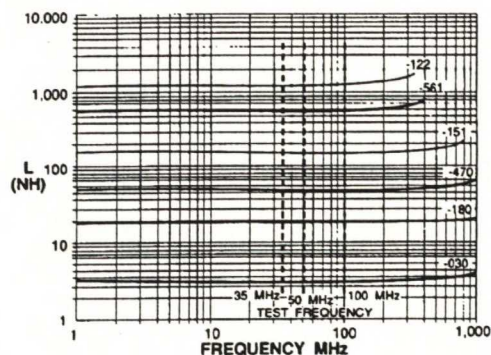
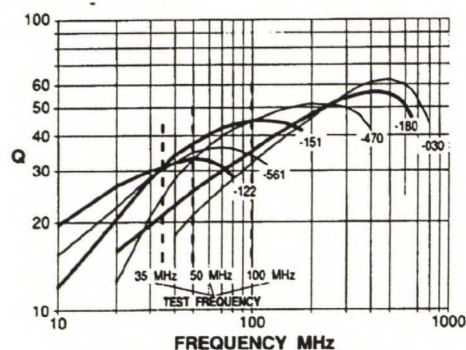
Kideoskillaattorissa voidaan käyttää keraamisia pintaliitoskondensaattoreita, joiden sarjaresonanssitaajuus on korkeampi kuin oskillaattorin taajuus. Synkronisen oskillaattorinannon sovituskondensaattorina kannattaa käyttää posliinista pintaliitoskondensaattoria, jos sen arvoa nostetaan nykyisestä. Posliinisten mikroaaltokondensaattoreiden sarjaresonanssitaajuus on suurempi kuin keraamisten.

### 4.3.2 Vastukset

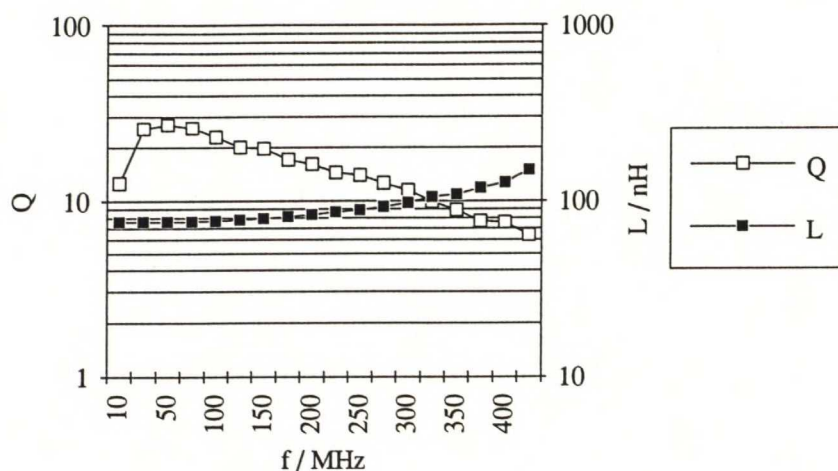
Koekytkennoissä käytettiin Rohmin MRC 18 pintaliitosvastuksia  $\pm 1\%$  toleranssilla. Valmiissa tuotteessa käytetään hybridirakennetta, jolloin vastukset painetaan piirilevyn pintaan. Näin säästetään pinta-alassa ja kustannuksissa.

### 4.3.3 Kelat

Tässä työssä tutkittiin myös piirilevylle painettavia spiraalikeloja. Piirilevylle painetut kelat ovat kustannuksiltaan edullisempia kuin diskreettikelat. Ne vievät kuitenkin enemmän pinta-alaa levyltä kuin esimerkiksi pintaliitoskelat. Kuvista 32 ja 33 näkee, että korkeilla taajuuksilla ( $>100$  MHz) piirilevykelojen hyvyysluku eli  $Q$ -arvo on pienempi kuin pintaliitoskeloilla. Piirilevykeloissa on siis enemmän resistiivisiä häviöitä kuin pintaliitoskeloissa.



Kuva 32. Coilcraftin 1206CS-sarjan pintaliitoskelojen  $Q$ -arvo ja induktanssi taajuuden funktiona



Kuva 33. 4-kierroksen piirilevykela, 0.3 mm viivanleveys, ei maatasoa alla

0.3 mm viivanleveydellä valmistettujen piirilevykelojen ylin käyttökelpoinen kierroslukumäärä tässä työssä on noin 10 kierrosta. Sitä rajoittaa mm. koko ja resonanssitaajuus. Taulukoissa 5 ja 6 on esitetty erilaiseten 0.3 mm:n viivanleveydellä valmistettavien piirilevykelojen mitattuja ominaisuuksia.

Taulukko 5. Piirilevykeloja. Viivan leveys 0.3 mm, ei maatasoa alla.

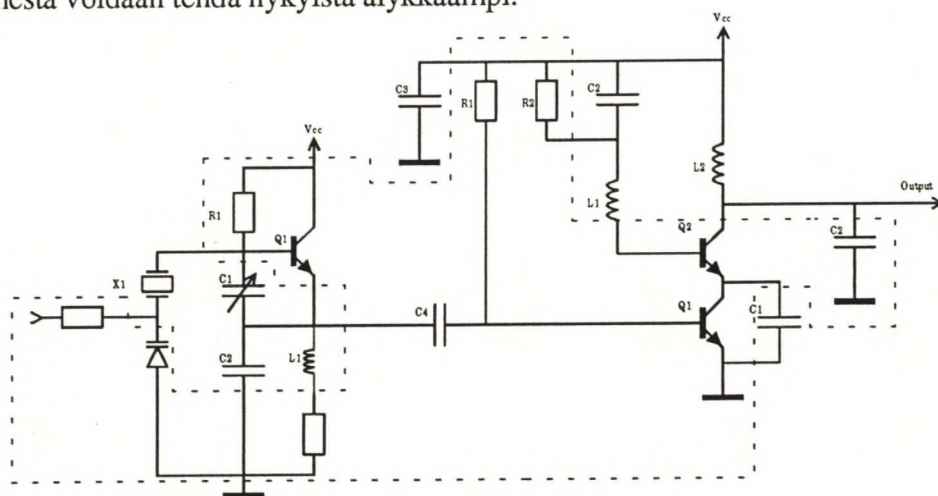
	Kierrosluku	4	6	8	10
	Koko (mm x mm)	5.4 x 6.6	8.2 x 8.7	11 x 10.5	13.4 x 13.2
	Resonanssitaajuus (MHz)	601	335	215	152
f=230.7MHz	Induktanssi (nH)	89.5	372		
	Q-arvo	92	161		
f=76.9MHz	Induktanssi (nH)	78.1	207	462	1025
	Q-arvo	4.15	2.12	29.5	26.9

Taulukko 6. Piirilevykeloja. Viivan leveys 0.3 mm, maataso 1.6 mm lasikuitulevyn alla.

	Kierrosluku	4	6	8	10
	Koko (mm x mm)	5.4 x 6.6	8.2 x 8.7	11 x 10.5	13.4 x 13.2
	Resonanssitaajuus (MHz)	537	179	125	89.6
f=230.7MHz	Induktanssi (nH)	80.4			
	Q-arvo	13.2			
f=76.9MHz	Induktanssi (nH)	22.4	62.2	155	628
	Q-arvo	20.8	23.7	19.1	8.67

#### 4.4 Lähettimen piirien integrointi

Lähettimen integroinnilla ei saavuteta kustannusetua pienillä valmistusmäärillä. Myöskään lähettimen koko ei pienene kovin paljoa nykyisestäään, koska suuria komponentteja, kuten kide, kelat ja suuret kondensaattorit, ei pysty integroimaan. Kuvassa 34 on esitetty lähettimen integroitavat osat. Integroinnilla voidaan kuitenkin parantaa toimintaa ja lähettimestä voidaan tehdä nykyistä älykkäämpi.



Kuva 34. Lähettimen integroitavat osat ovat katkoviivan sisällä.

Nykyistä korkeammalla toimintataajuudella pienenee osa induktansseista ja kapasitansseista siten, että ne voidaan integroida.



#### **4.4.1 Lähettimen toiminnan parantaminen**

Lähettimeen voidaan integroimalla tehdä lisäominaisuuksia, jotka eivät mahdu hybriditekniikalla piirilevylle. Antenniin voidaan tehdä automaattinen viritys, jolloin antenni on asennosta ja käden läheisyydestä riippumatta aina resonanssissa. Tällöin antennin virityskondensaattori korvataan kapasitanssidiodilla, jota ohjataan mittaussilmukan antaman tuloksen mukaan. Myös kahden erilaisen antennin käyttö on mahdollista. Niitä voidaan käyttää vuorotellen tai sen mukaan kumpi toimii paremmin. Kahdella antennilla voidaan varmistaa toimintaa lähettimen eri asennoissa.

#### **4.4.2 Lähettimen älykkyyden parantaminen**

Lähettimen digitaalinen osa voidaan integroida samalle sirulle kuin RF-osa. Tällöin ei tarvitse käyttää mitään standardipiiriä ja digitaaliosan älykkyyttä voidaan parantaa. Turvavapuhelinkäytössä lähetin voisi esimerkiksi tutkia kantajansa pulssia ja hälyttää jos se havaitsee pahoja rytmihäiriöitä.



## **5 Johtopäätökset**

Työ osoitti, että kideoskillaattorien simuloinnissa on vielä runsaasti parantamisen varaa. Epälineaarisen oskillaattorianalyysin voisi uusia siten, että se käyttäisi hyväkseen lineaarisen analyysin antamia tuloksia alkuarvoksi harmoniselle balanssille. Toinen mahdollisuus olisi suurentaa vähitellen kiteen Q-arvoa oikeaan arvoon saakka ja käyttää edellisen harmonisen balanssin arvoja seuraavan alkuarvoiksi. Nyt nämä molemmat menetelmät täytyy tehdä käsin. APLACissa Q-arvon muutoksen voisi tehdä melko helposti itse ohjelmallisesti, mutta APLACin oskillaattorianalyysi ei toimi kunnolla.

Oskillaattorisimulointien huonon onnistumisen vuoksi kideoskillaattorin valinta täytyi tehdä mittausten perusteella. Mikään oskillaattoreista ei ollut ylivoimainen kaikissa mittauksissa, mutta Pierce ja Harmonic EC olivat hyviä tärkeimmissä ominaisuuksissa. Kaksikierraksinen silmukka-antenni osoittautui parhaaksi kotelon sisäiseksi antenniksi. Erilaisten kotelon ulkoisten antennien käyttö kaipaa vielä lisää tutkimusta. Erityisesti tehon kytkeminen kotelon läpi siten, että kotelo on vesitiivis, on ongelmana.

Synkroninen oskillaattori (SO) oli puskuripiireistä paras, koska se tuottaa suoraan haluttua taajuutta, eikä sen anto ole riippuvainen kideoskillaattorin antotehosta. Synkronisen oskillaattorin käyttöä täytyy vielä tutkia lisää. Tässä työssä ei selvitetty voidaanko SO lukita perustaaajudella toimivaan kideoskillaattoriin ilman ylimääräistä puskuria ja kaistanpäästösuodatinta.

Myös lähettimen integrointi kaipaa lisätutkimusta. Ensisijaisti mikä on alin valmistusmäärä, jolla integrointi on kannattavaa nykyisellä hintatasolla. Myöskin integroimalla saavutettavia uusia ominaisuuksia kannattaa tutkia lisää.

Työn tavoitteet toteutuivat melko hyvin. Virrankulutus ja käyttöjännite saatiin pudotettua nykyisestä. Antotehoa hyödytaajuudella saatiin nostettua. Ainoastaan komponenttien määrä kasvoi. Tämä vaikeuttaa lopullisen lähettimen hybridipiirin suunnittelua.

## **Lähdeviitteet**

- [1] Parzen, Benjamin. Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators. USA 1983, John Wiley & Sons, Inc. 454 s.
- [2] Mathys, Robert J. Crystal Oscillator Circuits. USA 1983, John Wiley & Sons, Inc. 233 s.
- [3] Matthys, Robert J. Crystal Oscillator Circuits for VHF. In: Breed, Gary A. (toim.). Oscillator Design Handbook. 1990. RF Design. S. 55 - 60.
- [4] Matthys, Robert. A High Performance VHF Crystal Oscillator Circuit. In: Breed, Gary A. (toim.). Oscillator Design Handbook. 1990 RF Design. S. 51 - 54
- [5] U.S. Pat. 4 356 456, 26.10. Division by non-integer numbers using synchronous oscillators. Communications Satellite Corporation, Washington D.C. (Uzunoglu, V.). Appl. No. 171 074. 26.10. 1982 7 s.
- [6] Uzunoglu, Vasil & White, Marvin H. Some Important Properties of Synchronous Oscillators, Proceedings of IEEE 74(1986)3 s. 516 - 518.
- [7] Uzunoglu, Vasil & White, Marvin H. Synchronous and the Coherent Phase-Locked Synchronous Oscillators: New Techniques in Synchronization and Tracking. IEEE Transactions on Circuits and Systems 36(1989)7 s. 997 - 1003.
- [8] Lam, Vincent M. T. & Yip, Peter C. L. A Novel RF Reference Source Using Subharmonically Locked Synchronous Oscillation. Microwave and Optical Technology Letter 6(1993)4 s. 249 - 252.
- [9] Yip, Peter C. L. High-Frequency Circuit Design and Measurements. Chapman & Hall. 225 s.
- [10] Frerking, Marvin E. Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation. New York 1978, Van Nostrand Reinhold Company. 240 s.
- [11] Wieder, James W. Preventing Unwanted Oscillations Crystal Oscillators -Part 1. In: Breed, Gary A. (toim.). Oscillator Design Handbook. 1990 RF Design. S. 66 - 71.
- [12] Tele Quartz Group. Tuote-esite, 5000.8.87.
- [13] Fujimoto, K., Henderson, A., Hirasawa, K. & James, J. R. Small Antennas. Herts, Englanti 1987, Research Studies Press Ltd. 300 s.
- [14] Smith, Glenn S. Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation (1972)10 s.656 - 657
- [15] Sullivan, M. David. A Human Plate Antenna. RF Design, (1990)4
- [16] Newman, Edward H., Bohley, Peter & Walter, C. H. Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 23(1975)4 s. 457 - 461.

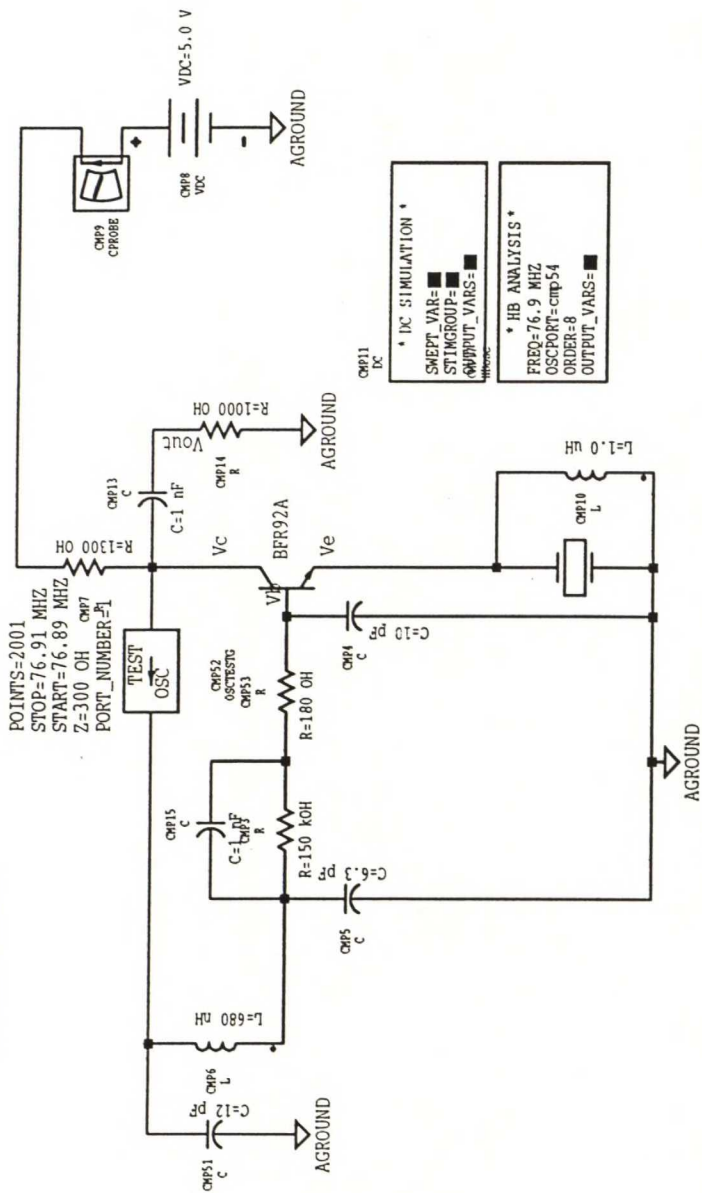
[17] Salminen Olli, Turvapuhelin tutkielma, 1989.

[18] Hutchinson, Charles L. (toim.) & Kleinman, Joel P.(toim.) The ARRL Handbook for Radio Amateurs 1992. USA 1991, American Radio Relay League, Inc.



Liite 1. Harmonic EC:n simulointi MDS:llä

MNS.dataset=HarmEmiC2

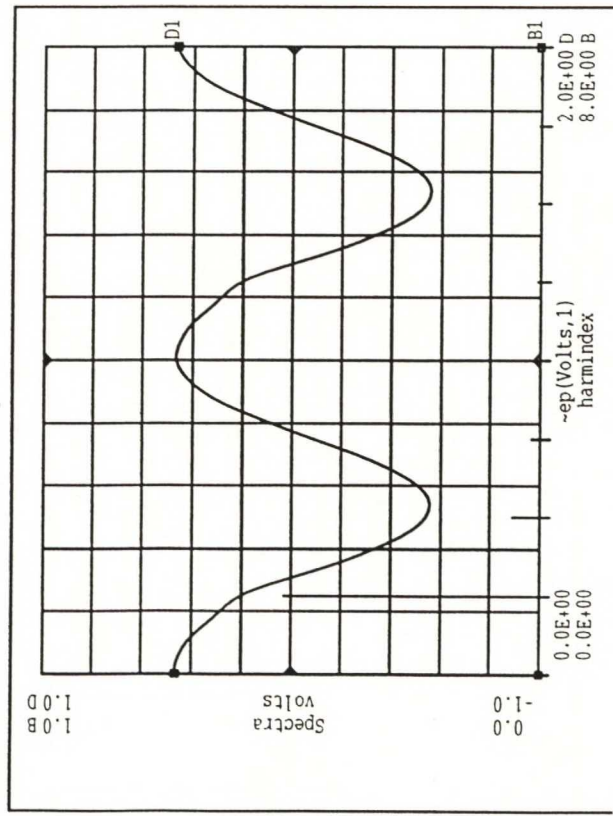


Dataset=HarmEmiC1

■	Vc	3.220
■	Vb	0.745
■	cmp9.i	1.369E-03
■	Ve	0.000

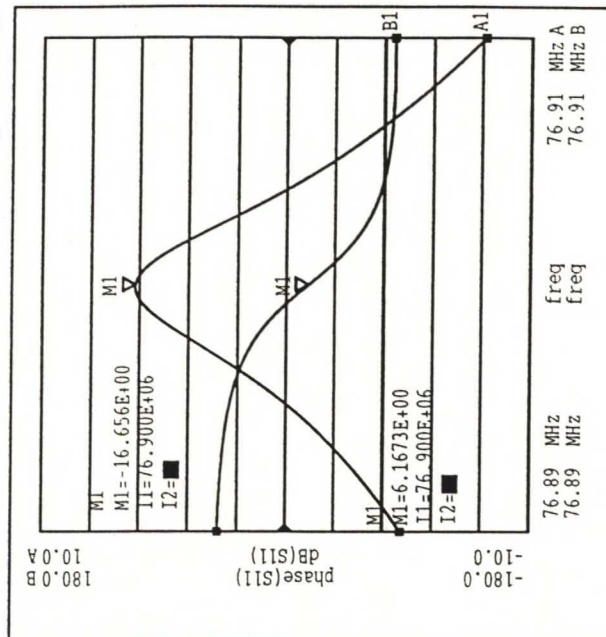
Dataset=HarmEmiC3

Qualifier=■



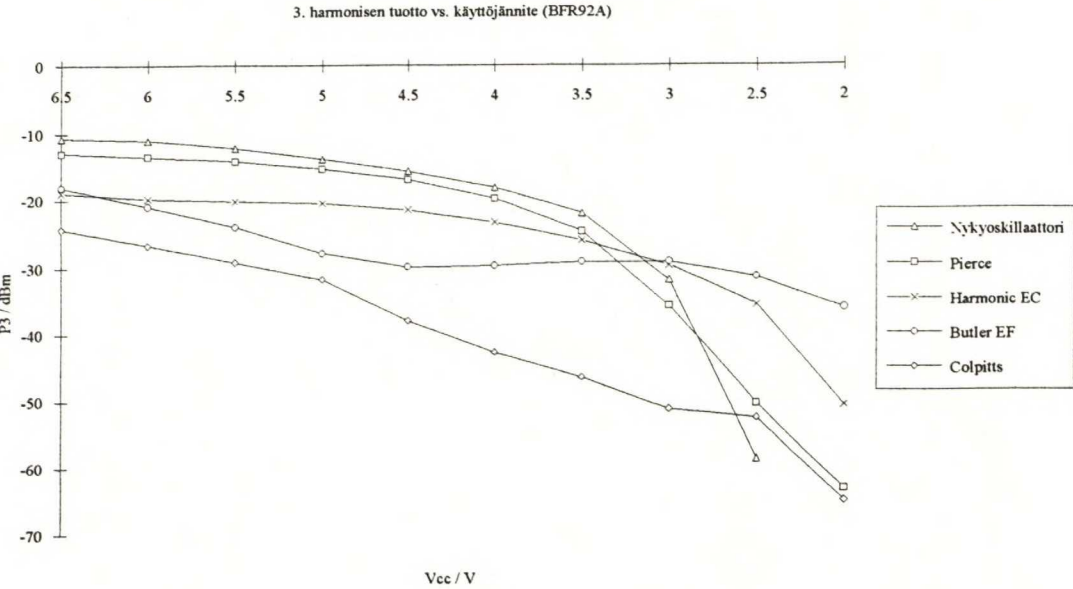
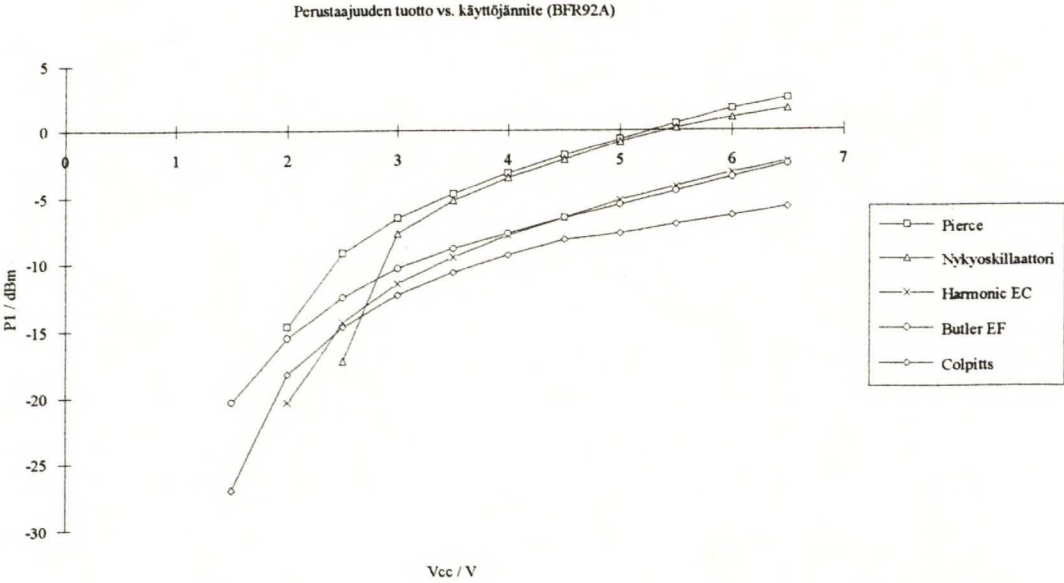
Dataset=HarmEmiC2

Qualifier=■

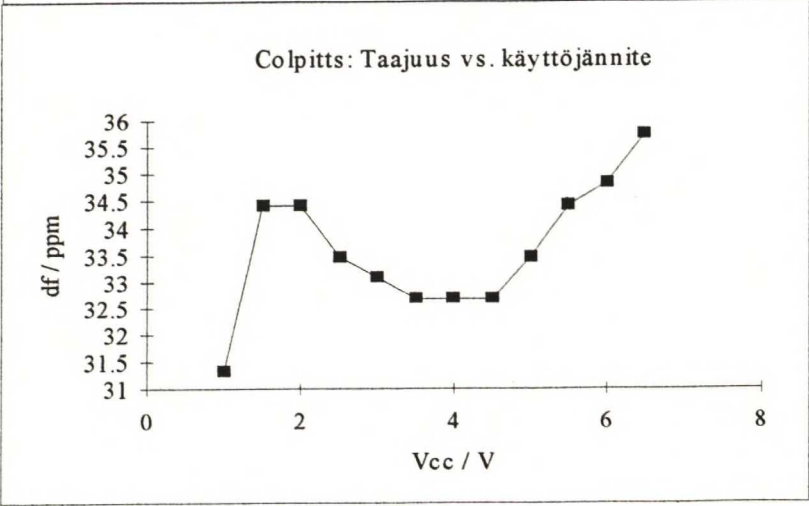
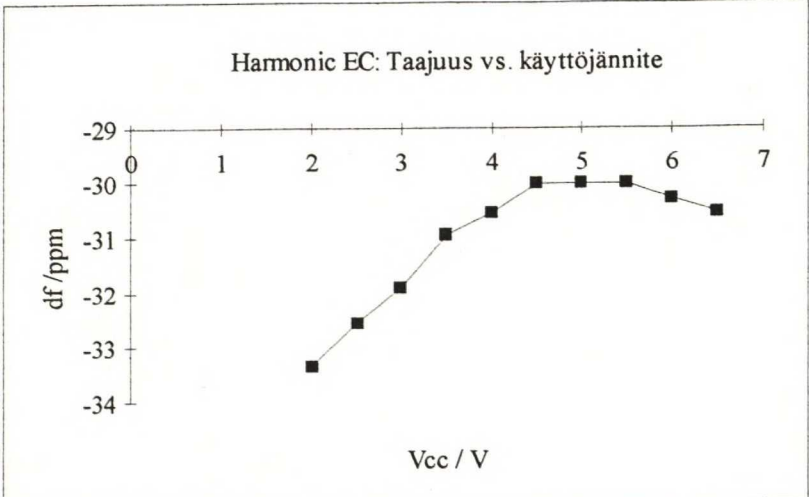
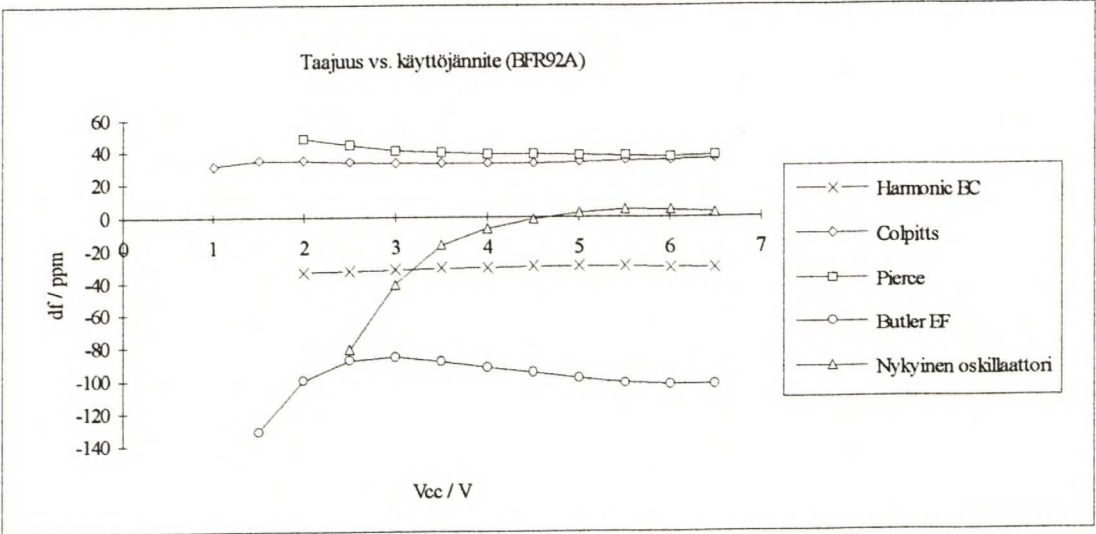




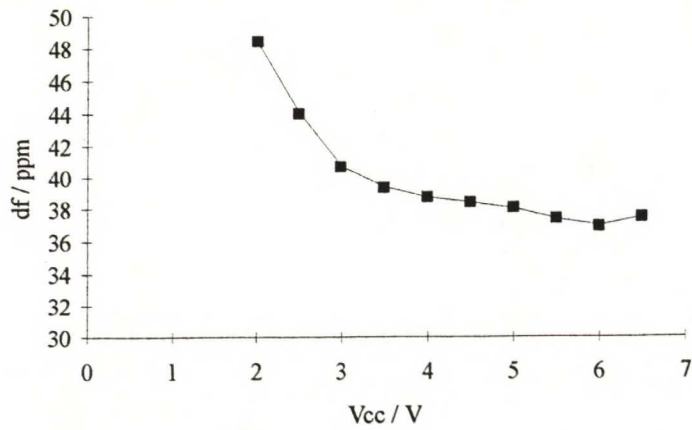
Liite 2. Perustaajuuden ja kolmannen harmonisen tuotto käyttöjännitteen funktiona.



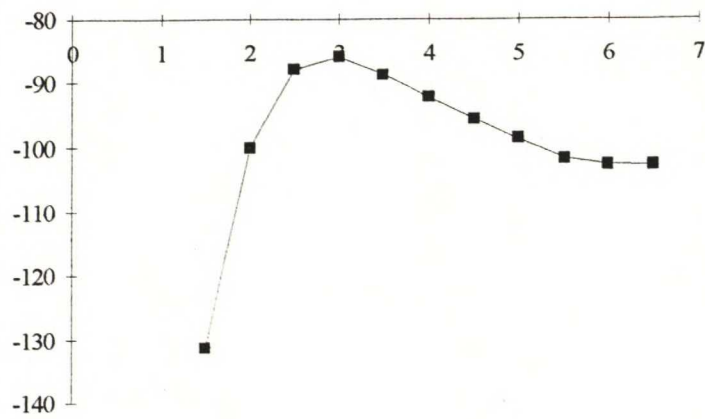
Liite 3. Taajuuden vaihtelu käyttöjännitteen funktiona.



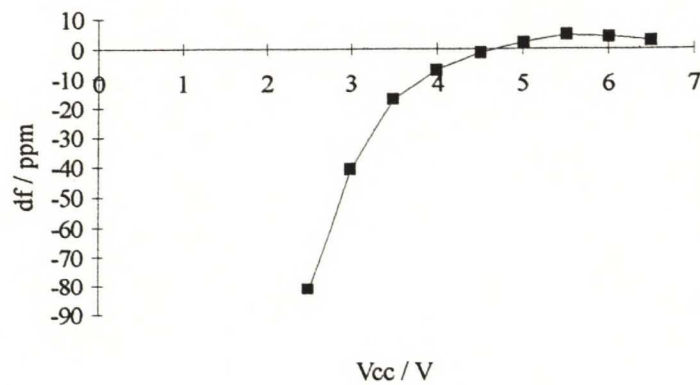
Pierce: Taajuus vs. käyttöjännite



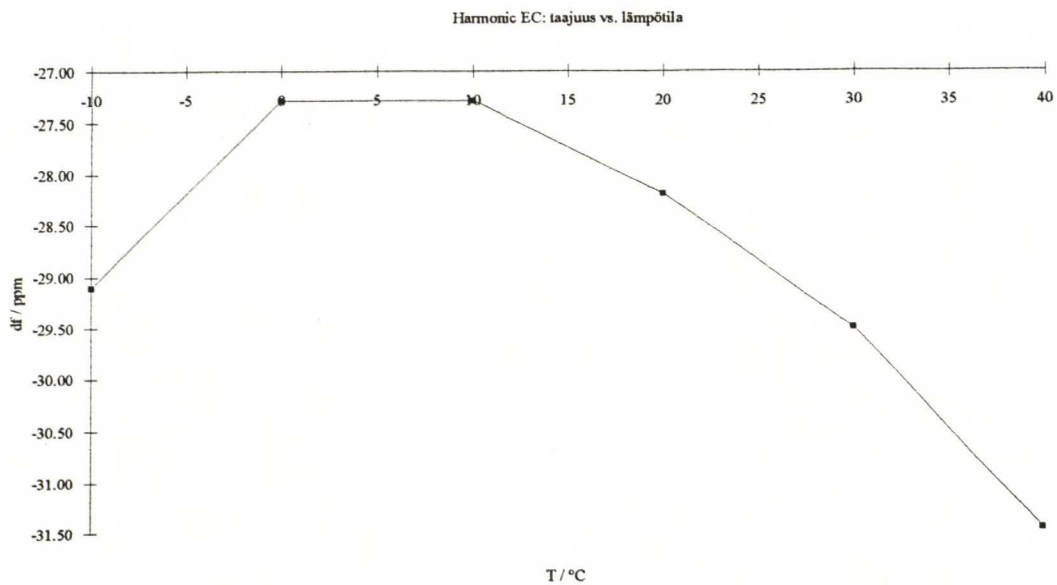
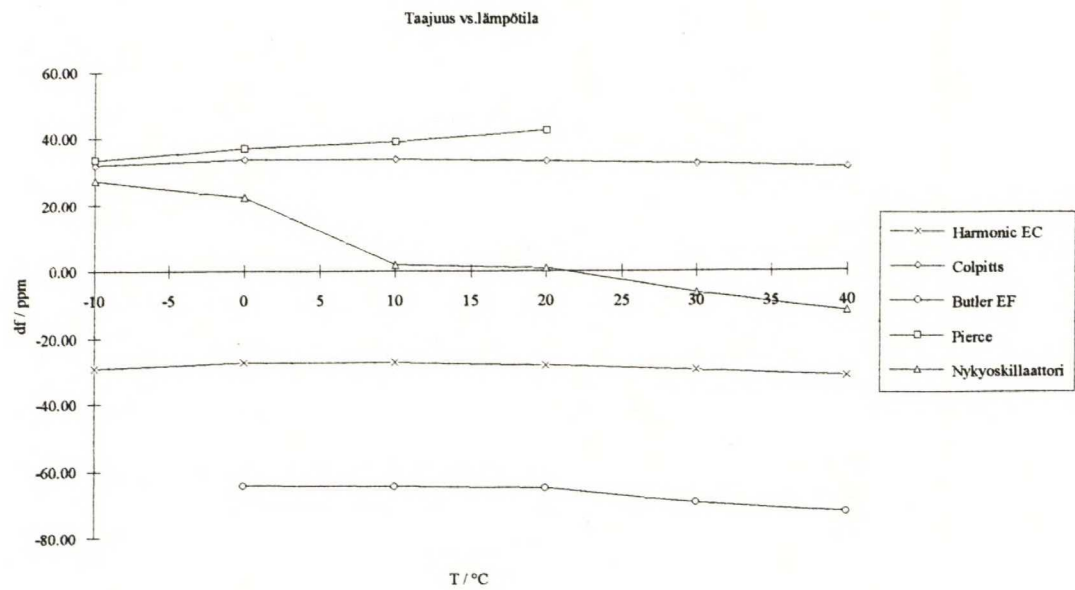
Butler EF: Taajuus vs. käyttöjännite



Nykyinen oskillaattori: Taajuus vs. käyttöjännite

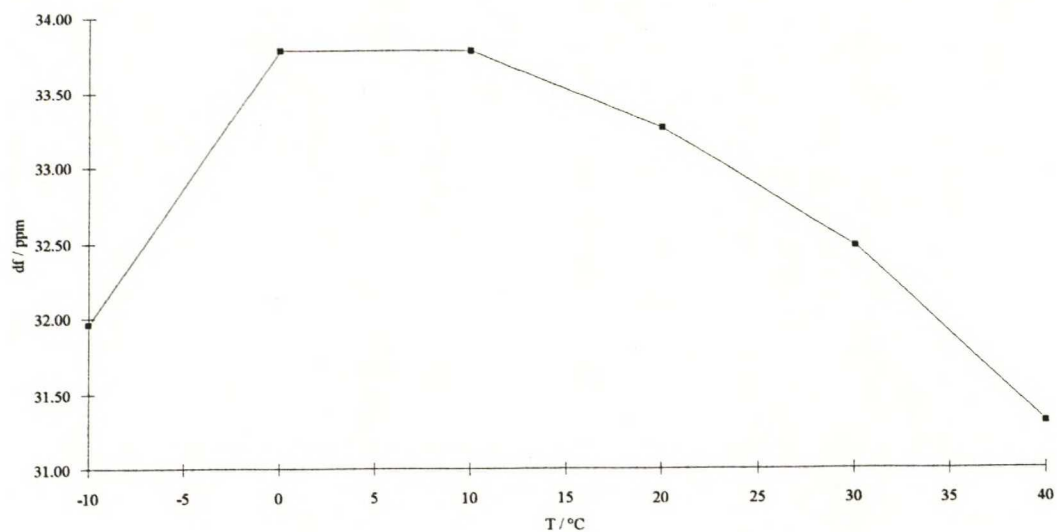


Liite 4. Taajuden vaihtelu lämpötilan funktiona.

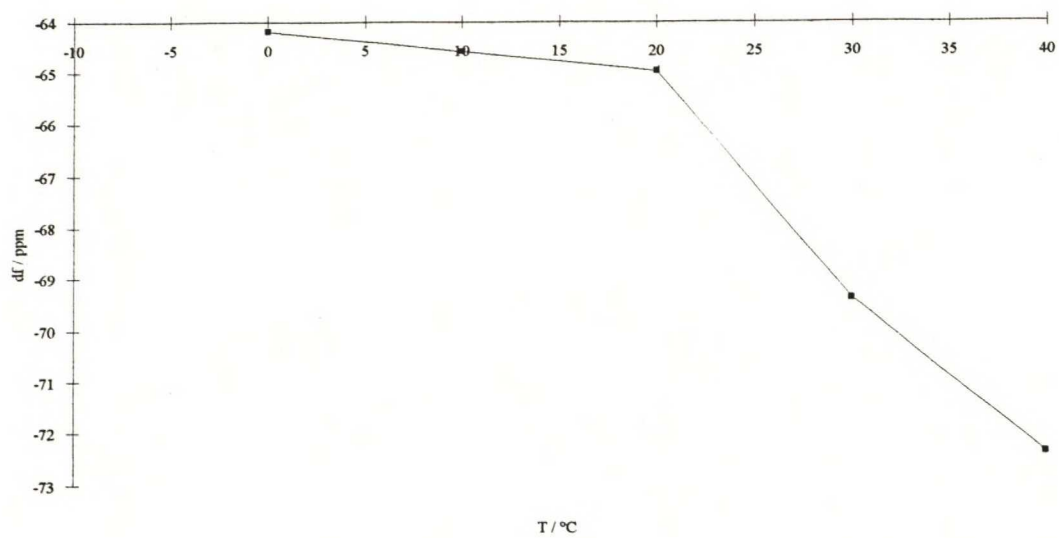




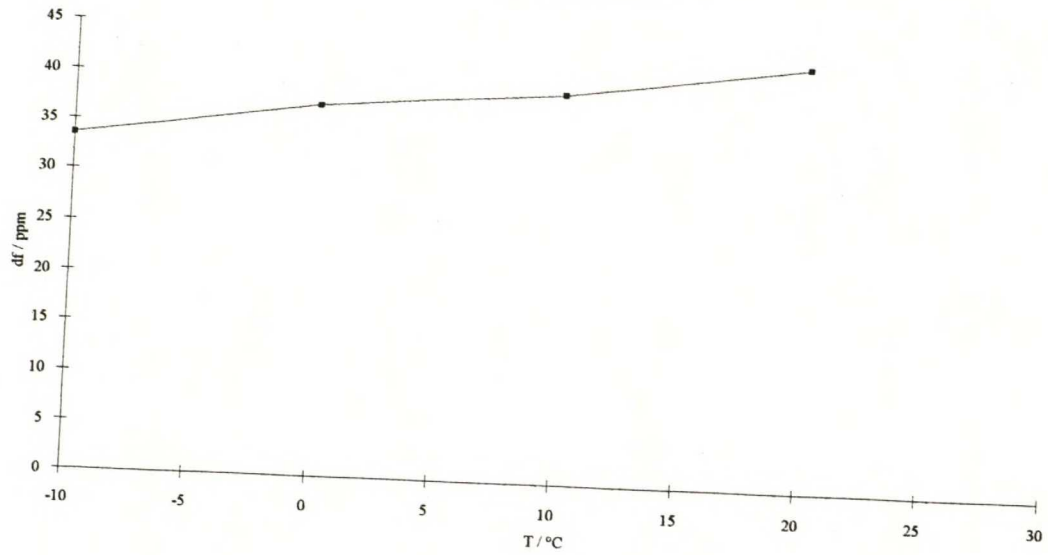
Colpitts: Taajuus vs. lämpötila



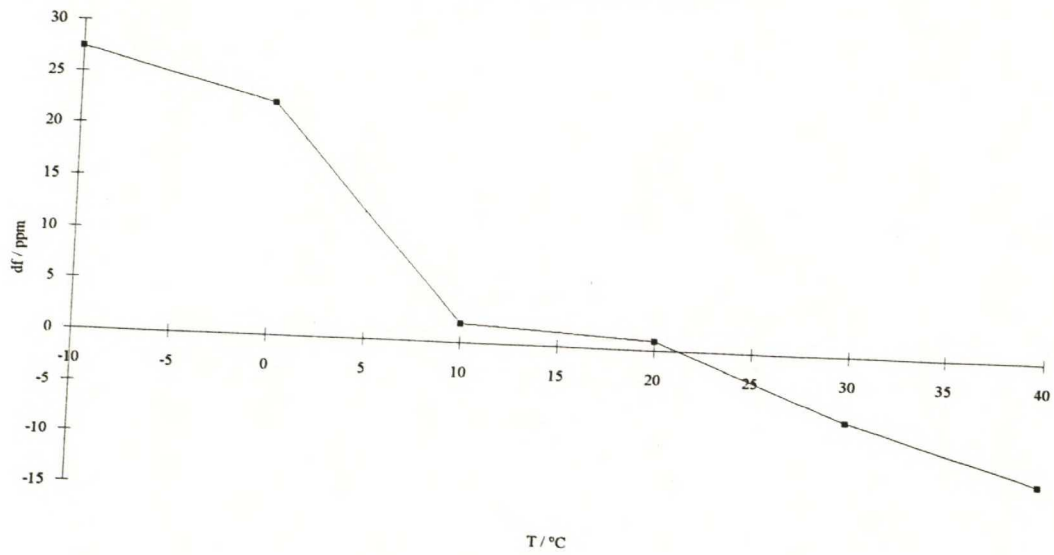
Butler EF: Taajuus vs. lämpötila



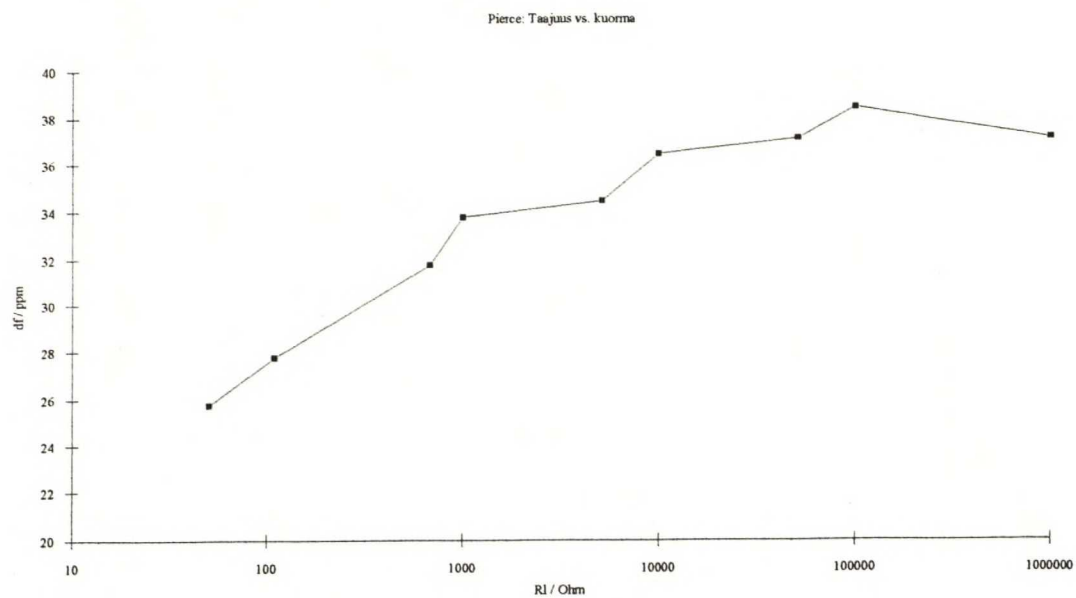
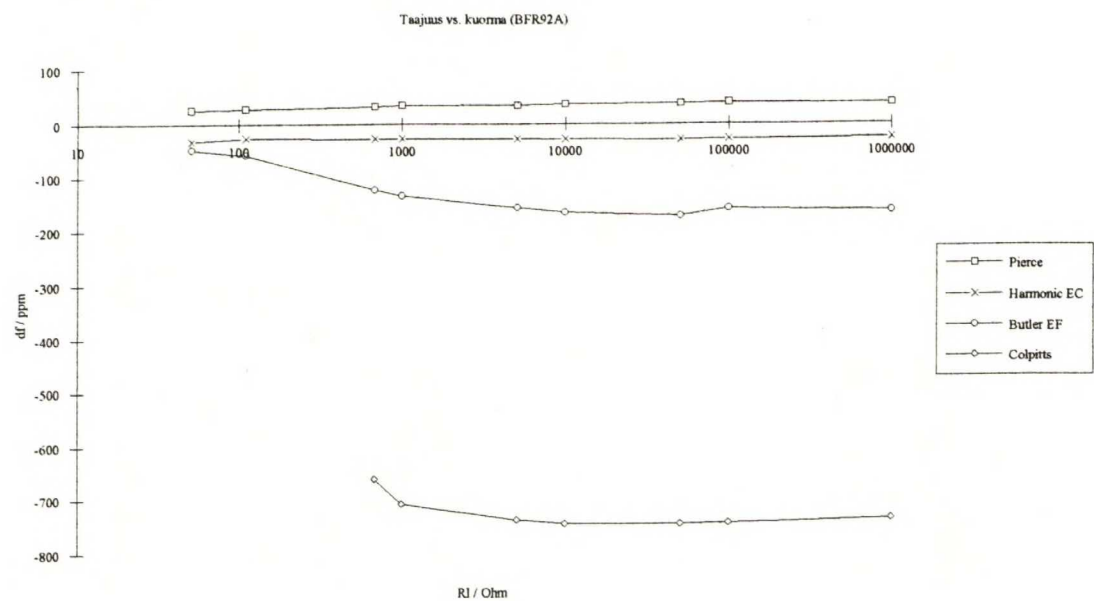
Pierce: Taajuus vs. lämpötila



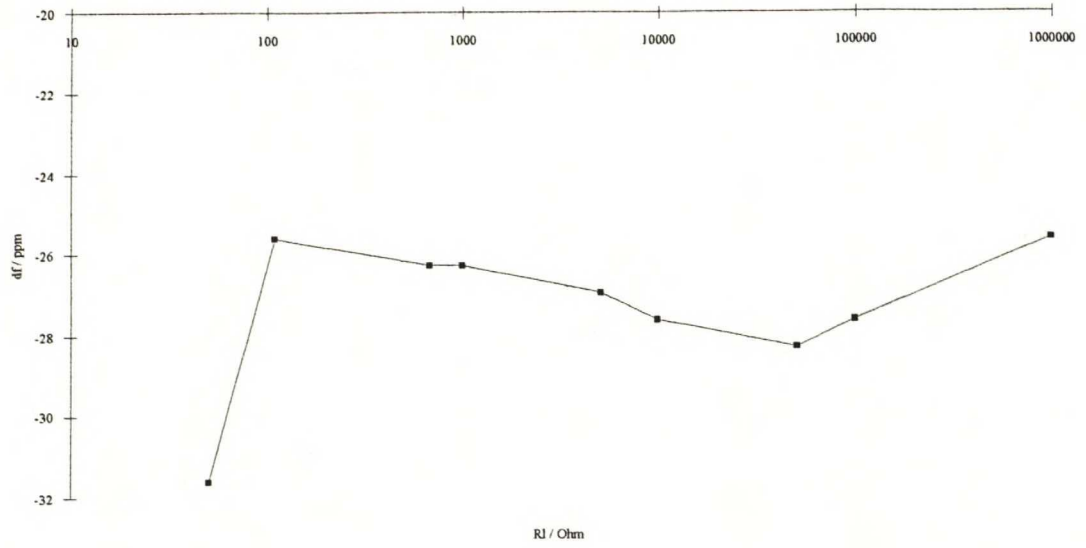
Nykyinen oskillaattori: Taajuus vs. lämpötila



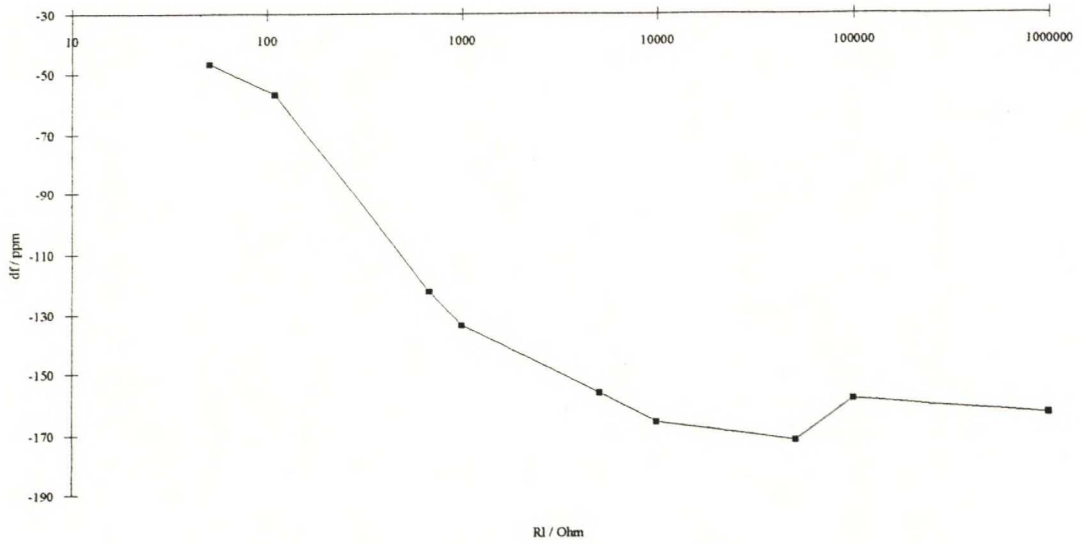
Liite 5. Taajuuden vaihtelu kuorman funktiona.



Harmonic EC: Taajuus vs. kuorma

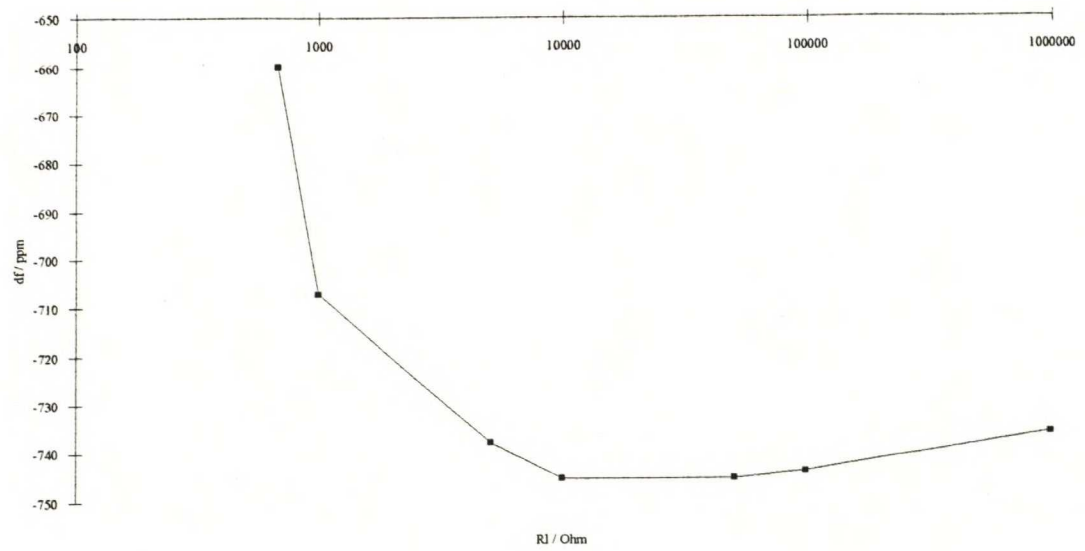


Butler EF: Taajuus vs. kuorma

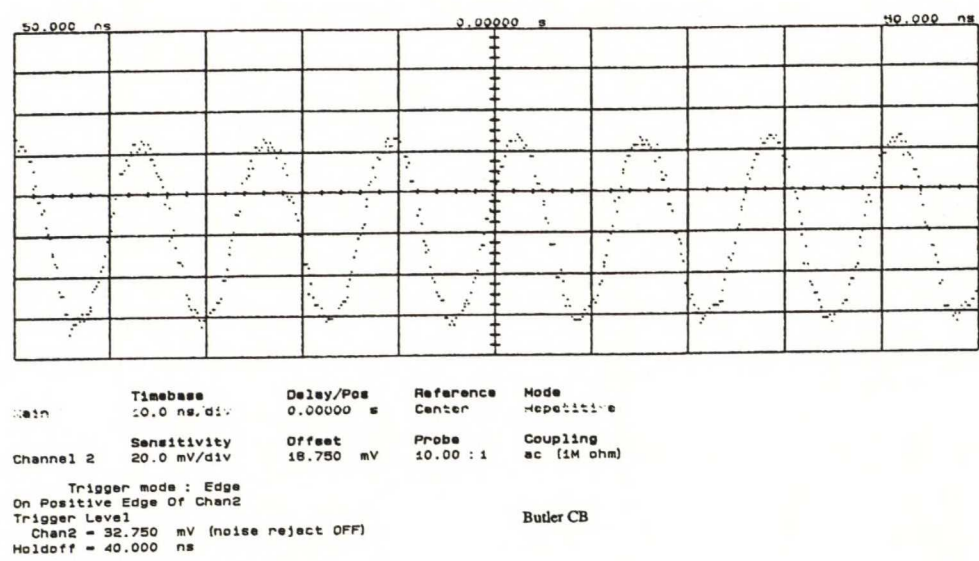




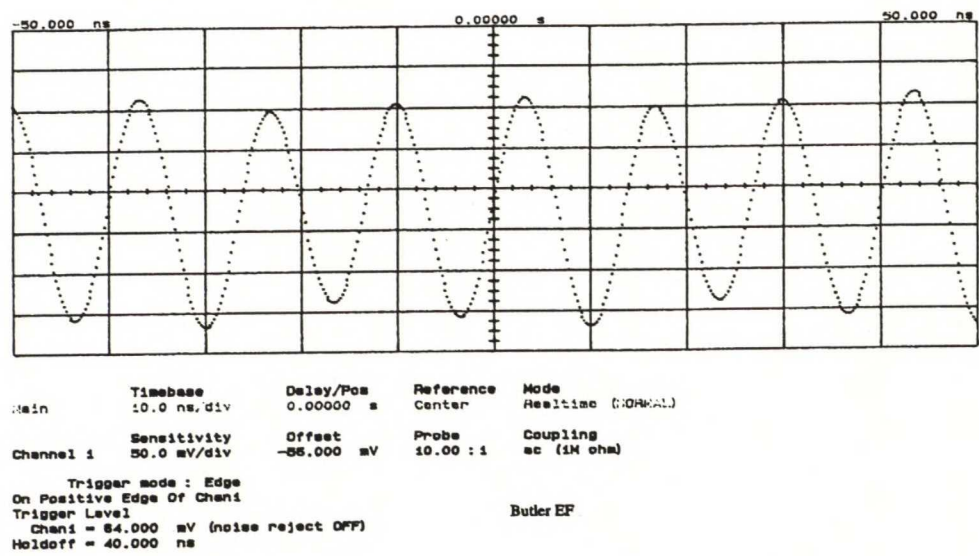
Colpitts: Taajuus vs kuorma



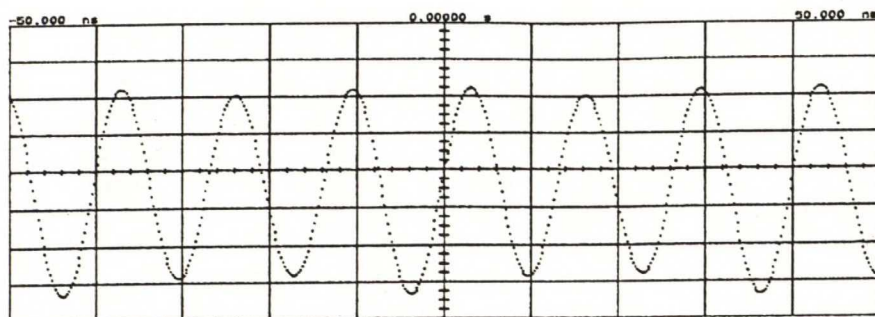
Liite 6. Oskillaattorien aaltomuodot



Kuva 1. Butler Common Base

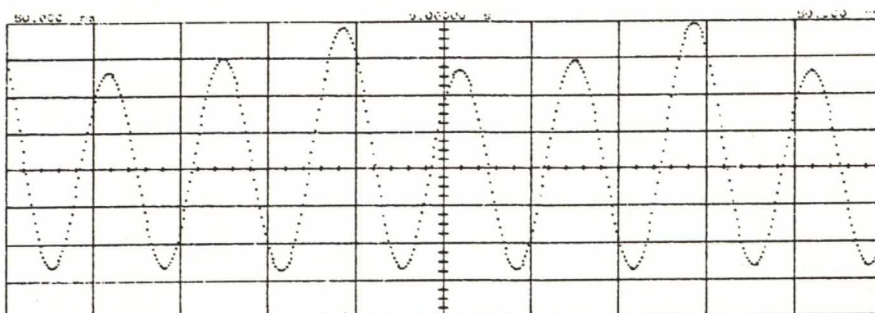


Kuva 2. Butler Emitter Follower



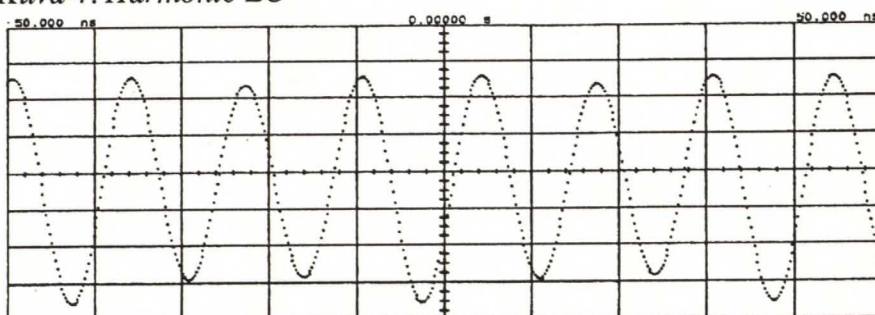
Main Timebase 10.0 ns/div Delay/Pos 0.00000 s Reference Center Mode Realtime (10MHz)  
 Channel 1 Sensitivity 50.0 mV/div Offset -16.000 mV Probe 10.00 : 1 Coupling ac (1M ohm)  
 Trigger mode : Edge  
 On Positive Edge Of Chan1  
 Trigger Level  
 Chan1 = 101.800 mV (noise reject OFF)  
 Holdoff = 40.000 ns  
 Colpitts

*Kuva 3. Colpitts*



Main Timebase 10.0 ns/div Delay/Pos 0.00000 s Reference Center Mode Realtime (10MHz)  
 Channel 1 Sensitivity 20.0 mV/div Offset -16.000 mV Probe 10.00 : 1 Coupling ac (1M ohm)  
 Trigger mode : Edge  
 On Positive Edge Of Chan1  
 Trigger Level  
 Chan1 = 101.800 mV (noise reject OFF)  
 Holdoff = 40.000 ns  
 Harmonic EC

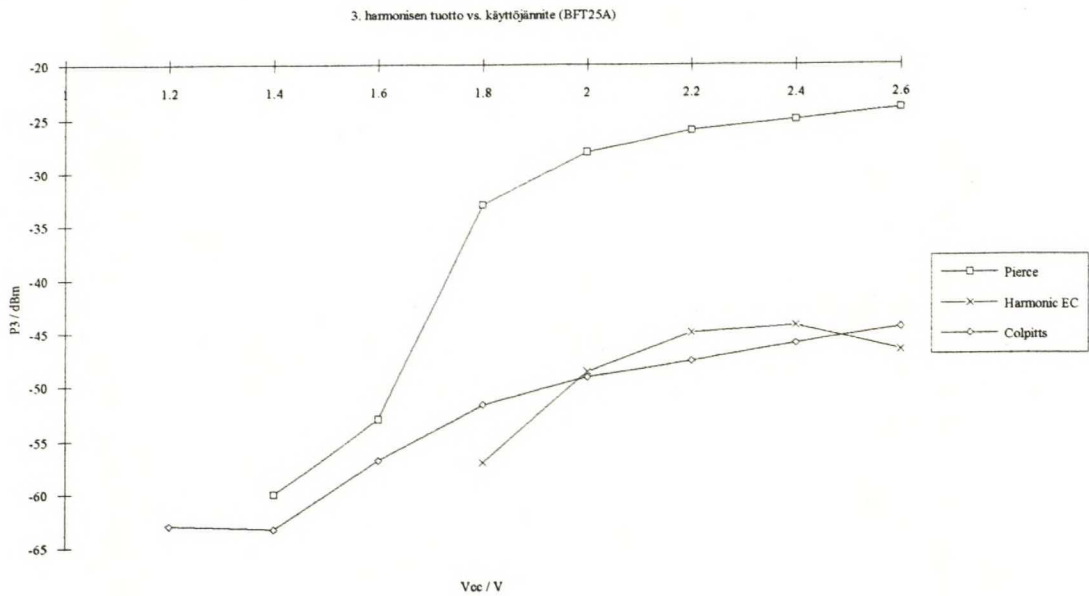
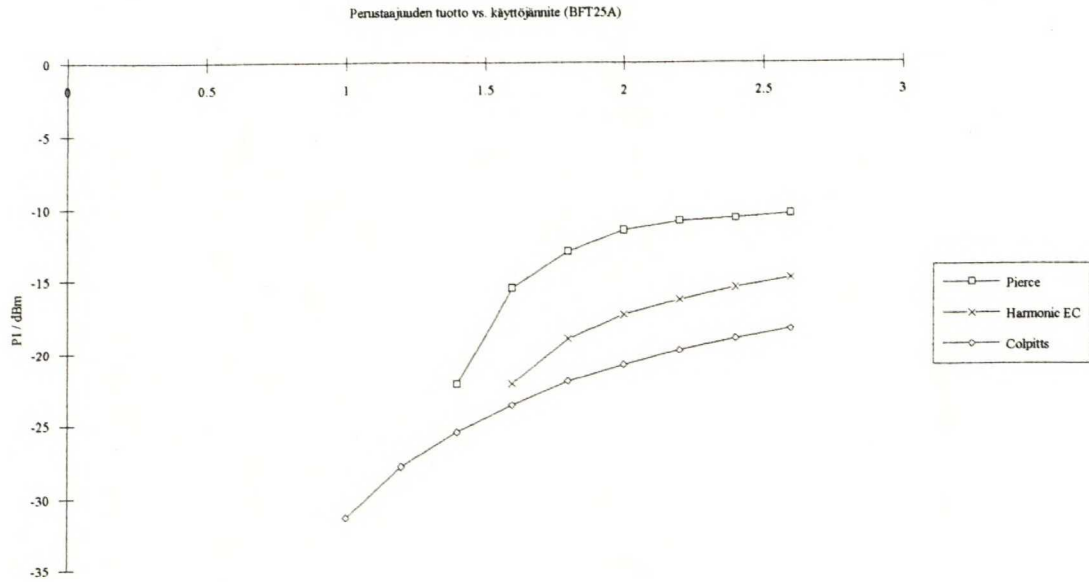
*Kuva 4. Harmonic EC*



Main Timebase 10.0 ns/div Delay/Pos 0.00000 s Reference Center Mode Realtime (10MHz)  
 Channel 1 Sensitivity 50.0 mV/div Offset -160.000 mV Probe 10.00 : 1 Coupling ac (1M ohm)  
 Trigger mode : Edge  
 On Positive Edge Of Chan1  
 Trigger Level  
 Chan1 = 84.000 mV (noise reject OFF)  
 Holdoff = 40.000 ns  
 Pierce

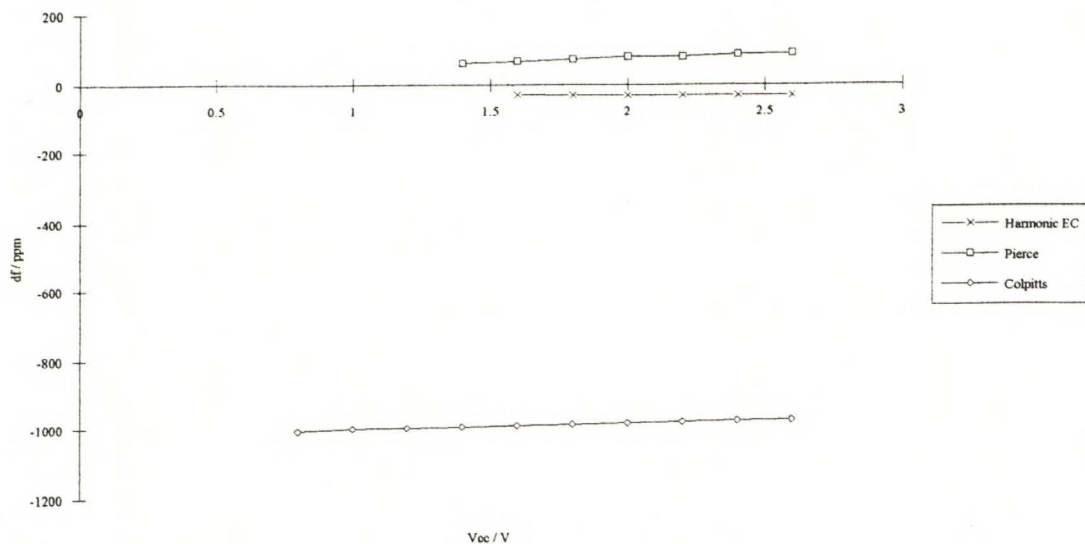
*Kuva 5. Pierce*

## Liite 7. Mittaustuloksia BFT25A transistoria käyttäen.

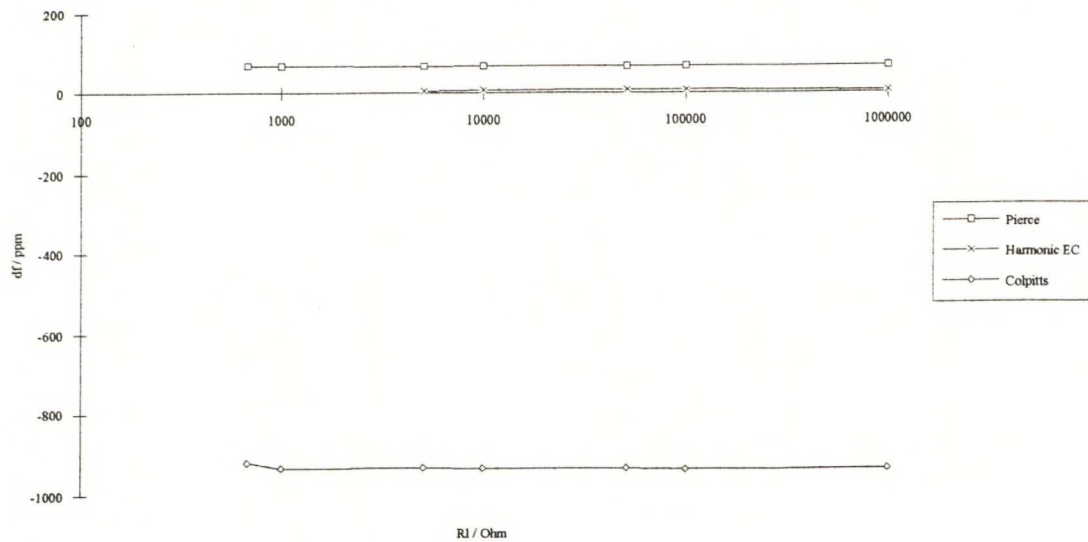




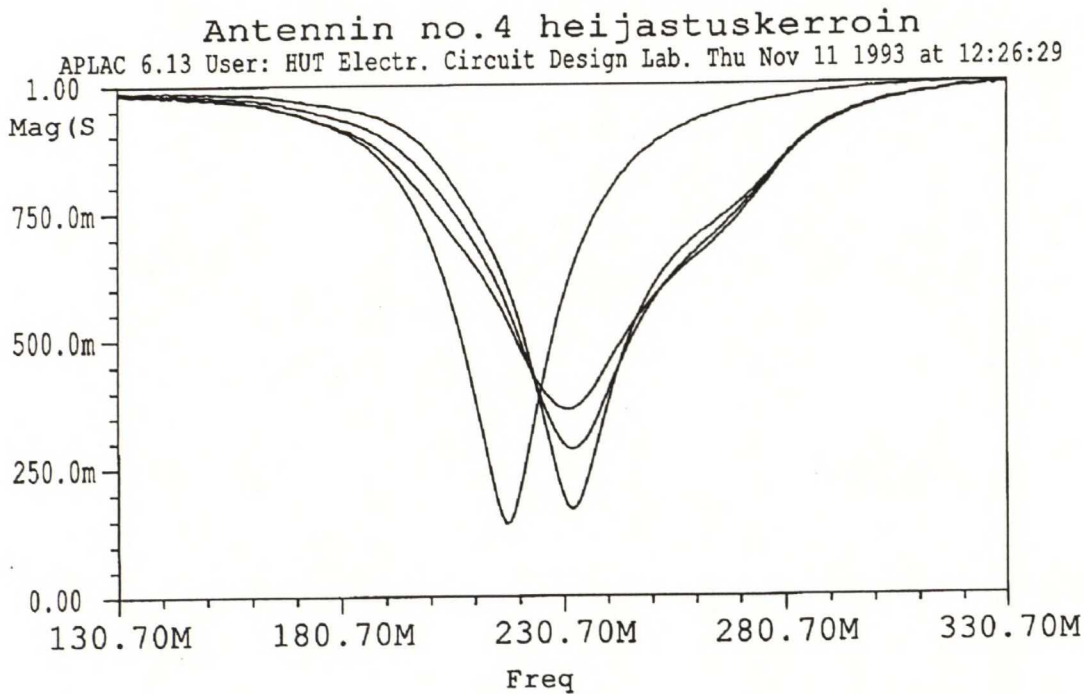
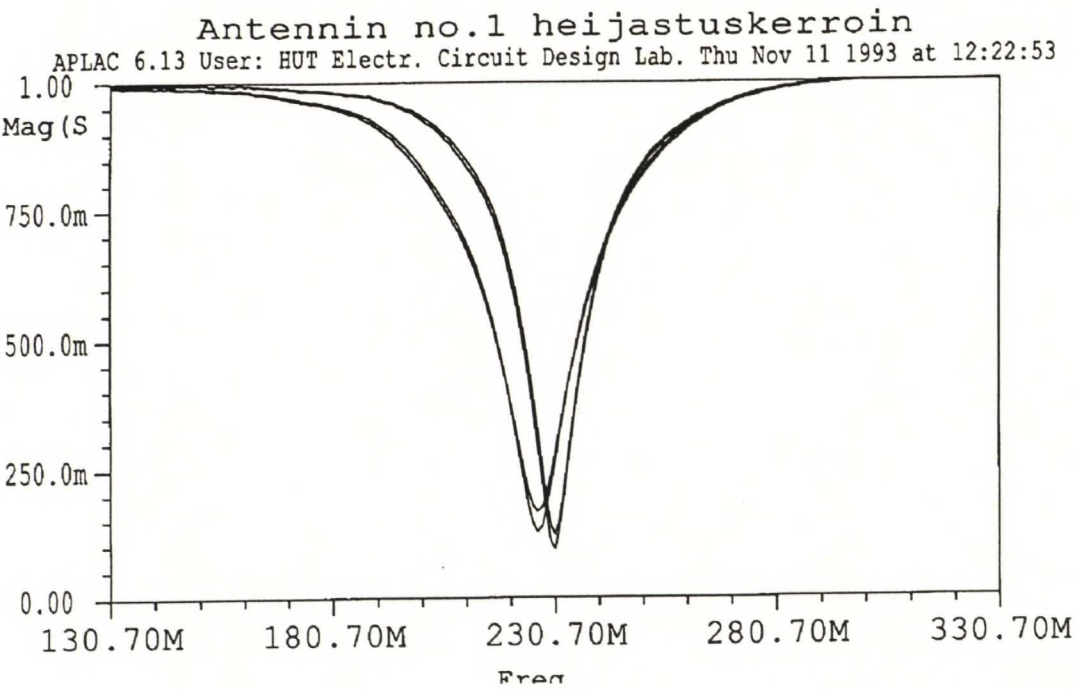
Taajuus vs. käyttöjännite (BFT25A)



Taajuus vs. kuorma (BFT25A)

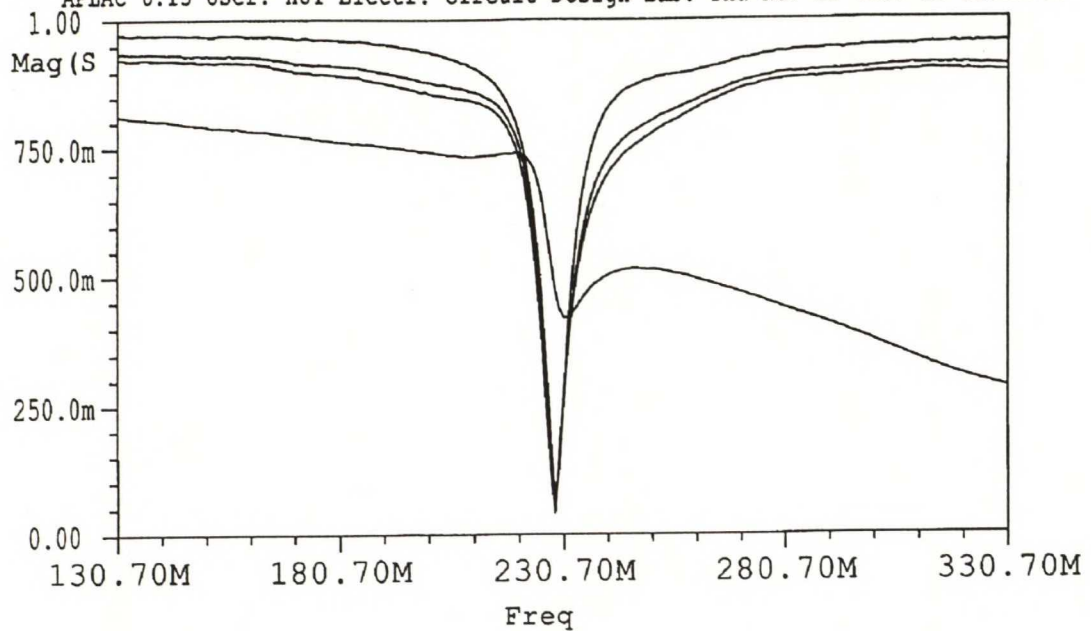


Liite 8. Antennien heijastuskertoimet



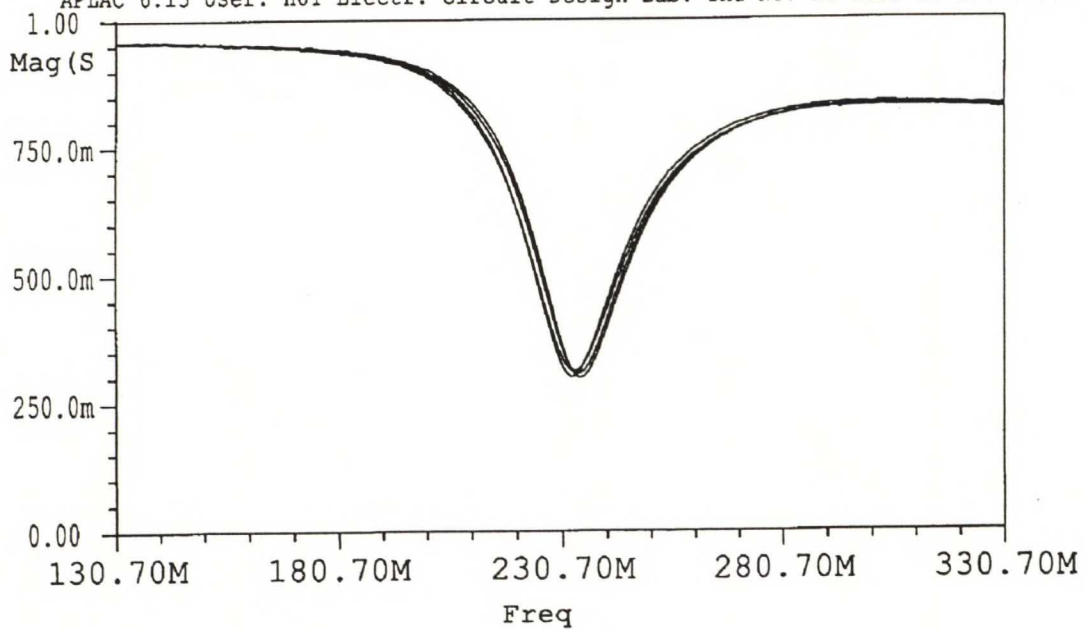
### Antennin no.5 heijastuskerroin

APLAC 6.13 User: HUT Electr. Circuit Design Lab. Thu Nov 11 1993 at 12:28:35



### Nykyisen antennin heijastuskerroin

APLAC 6.13 User: HUT Electr. Circuit Design Lab. Thu Nov 11 1993 at 12:18:35



Liite 9. Puskurivertailu simulointien mukaan

PUSKURIVERTAILU (Simulointien mukaan)

R1 = 300 Ω Kaikki transistorit BFR92A Vcc = 5 V

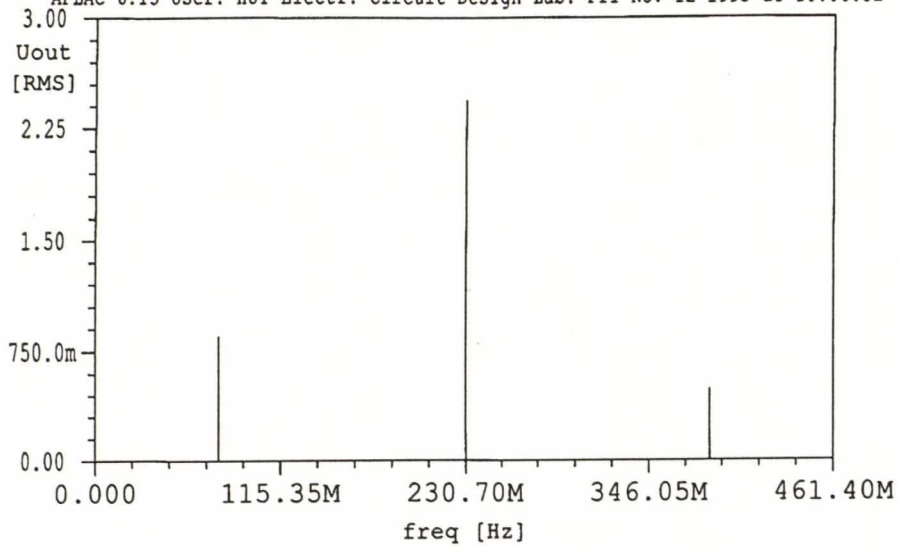
Kyt kenn än no.	Kyt kentä	Vin	Perustaajuus dB(V1/Vin)	2. harm dB(V2/Vin)	3. harm dB(V3/Vin)	4. harm dB(V4/Vin)	Etuja	Haittoja
1	1-asteinen CE Salminen s.17	0.4 V	0.8 Vrms 6 dB	0.6 Vrms 3.5 dB	0.31 Vrms -2.2 dB	0.09 Vrms -12 dB	Yksinkertainen rakenne, ei keloja.	Suuri virrankulutus I=4.11mA Huono input-sovitus.
2	1-asteinen CE input-sovitus	0.4 V	0.95 Vrms 7.5 dB	0.72 Vrms 5.1 dB	0.4 Vrms 0 dB	0.12 Vrms -8.4 dB	Yksinkertainen rakenne, parempi sovitus kuin 1:llä	Enemmän komponentteja kuin 1:ssä. Suuri virran kulutus I=4.11mA
3	2-asteinen CE- CC, Salminen s.30	0.4 V	0.42 Vrms 0.42 dB	0.08 Vrms -14 dB	0.14 Vrms -9.1 dB	0.06 Vrms -36.5 dB	Parempi V3/V1 kuin 1 ja 2:lla.	Virran kulutus I=3mA. Matala 3. harm. lähtötaso. Luultavasti värähtelee (S11>1). Monimutkainen rakenne.
4	2-asteinen CE Salminen s.31	0.4 V	0.4 Vrms 0 dB	0.11 Vrms -11.2 dB	0.12 Vrms -10.5 dB	0.04 Vrms -26 dB		Virrankulutus I=5mA, matala 3. harm taso, monimutkainen rakenne, (S11>1)
5	D-luokka	1.0 V	0.38 Vrms -0.44 dB	0	0.68 Vrms -3.3 dB	0	Hyvä 3. harm tuotto, yksinkertainen rakenne	Tarvitsee muuntajan.
6	B-luokka	1.0 V	0.7 Vrms -3.1 dB	0	1.6 Vrms 4.1 dB	0	Hyvä 3. harm tuotto	Virrankulutuksesta ei tietoa. Tarvitsee 2 muuntajaa. Korkea 5. harm. ei tietoa virrankulutuksesta
7	ARRL handbook kertoja	1.0 V	0.85 Vrms -1.4 dB	0	2.4 Vrms 7.6 dB	0	Paras 3. harm tuotto.	Paras 3. harm tuotto, ei tietoa virrankulutuksesta.
8	liuska ARRL- kertoja	1.0	0.05 Vrms -26.0 dB	0	1.3 Vrms 2.3 dB	0	hyvä 3. harm tuotto, vain 1 muuntaja, muiden harmonisten hyvä suodatus	Tarvitsee muuntajan, saattaa vaatia virityksen.





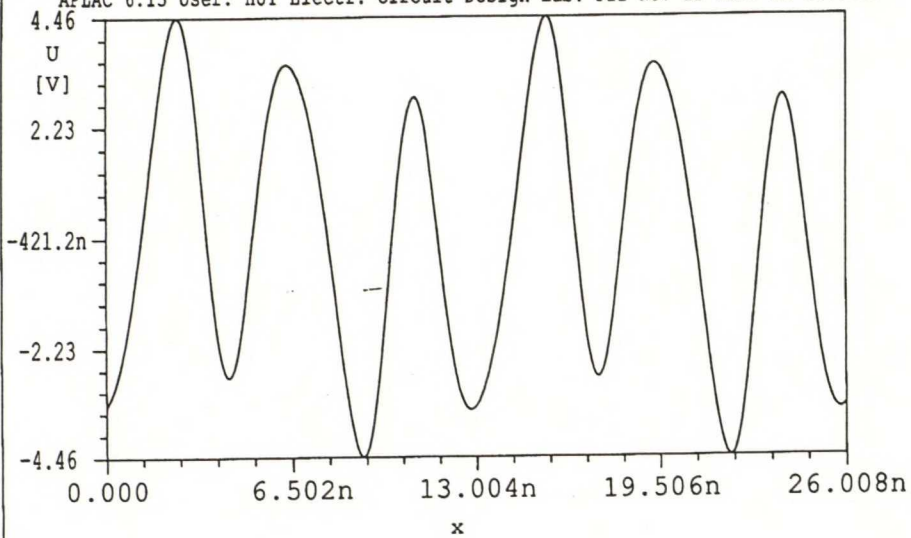
SS Vin = 1V

APLAC 6.13 User: HUT Electr. Circuit Design Lab. Fri Nov 12 1993 at 10:06:32

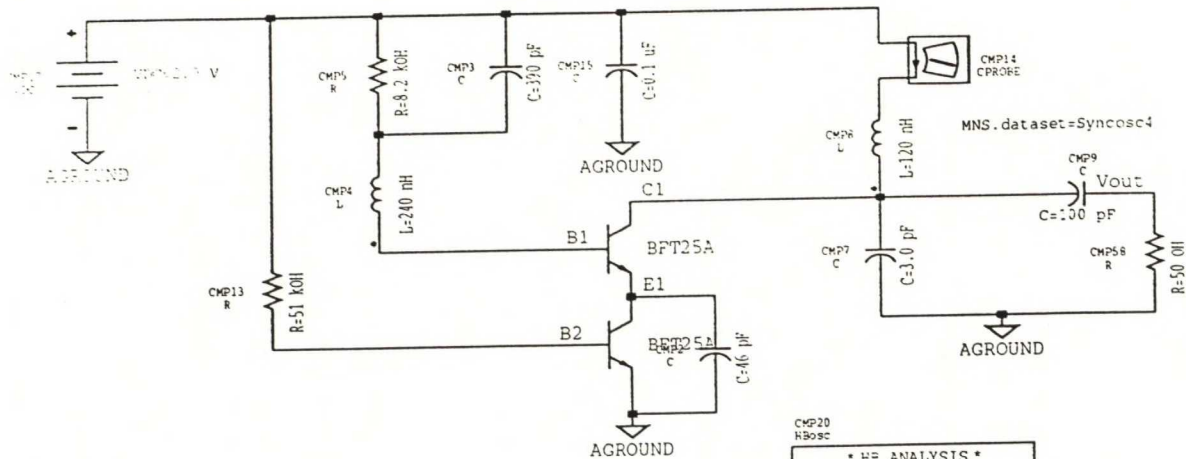


aaltomuoto Vin = 1V

APLAC 6.13 User: HUT Electr. Circuit Design Lab. Fri Nov 12 1993 at 10:06:27



Liite 11. Synkronisen oskillaattorin simulointi MDS:llä



\* IT SIMULATION \*

SWEEP\_VARS=

STIMULI\_VARS=

OUTPUT\_VARS=

\* HS ANALYSIS \*

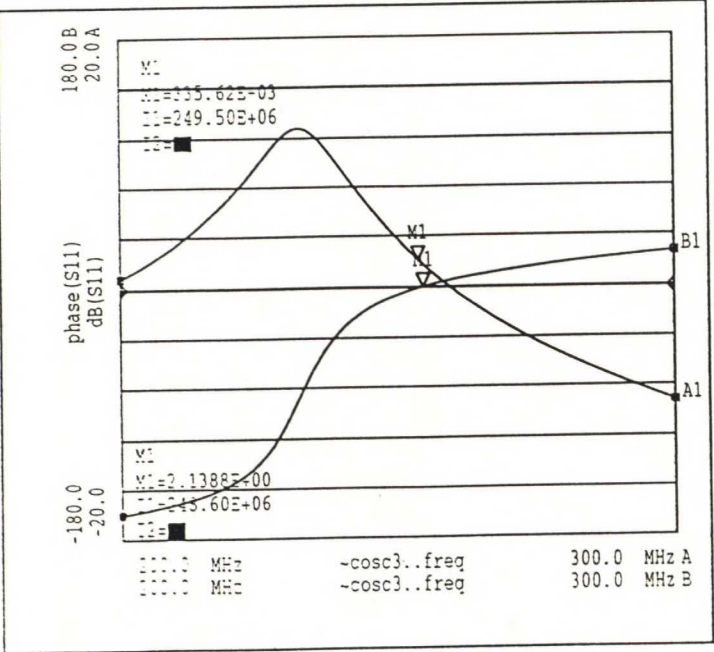
FREQ=250 MHz

OSCPORT=cnp61

ORDER=5

OUTPUT\_VARS=

Dataset=Syncosc3

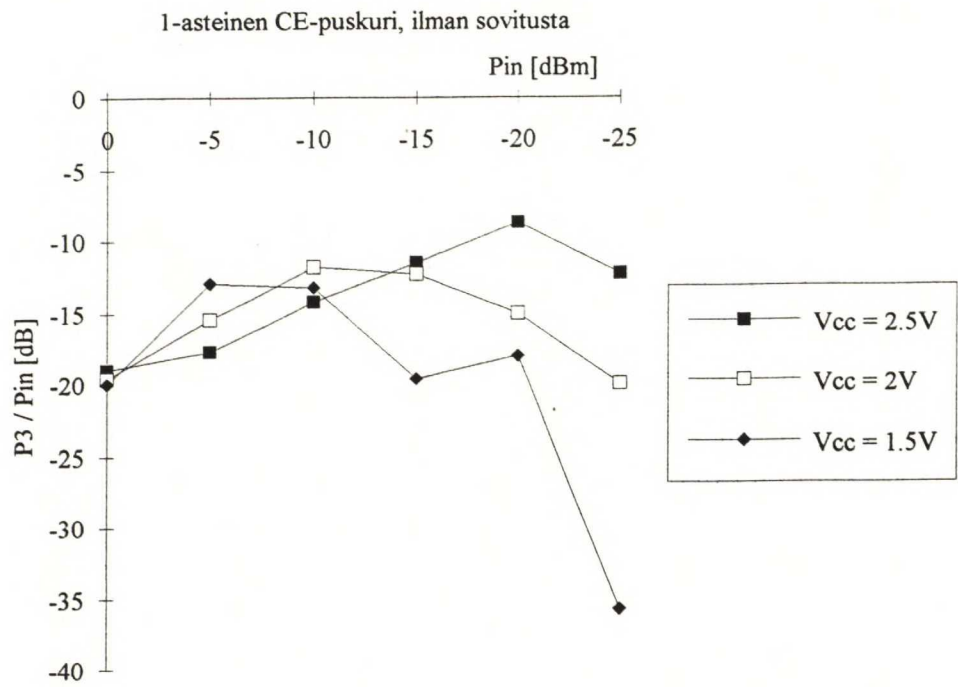
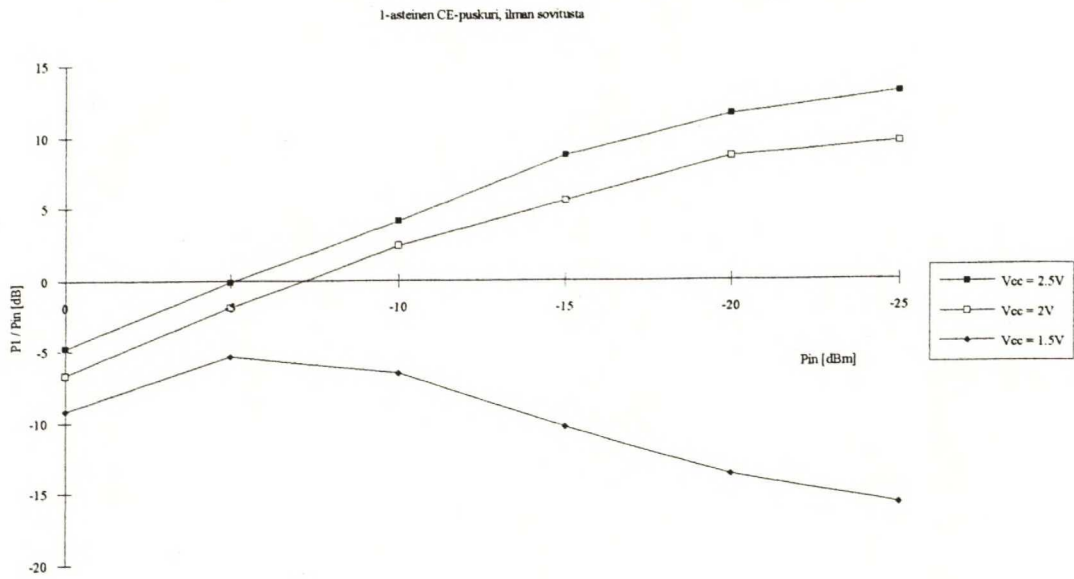


Dataset=Syncosc4

E1	0.984
C1	2.000
B1	1.816
cnp14.i	1.293E-03
B2	0.833

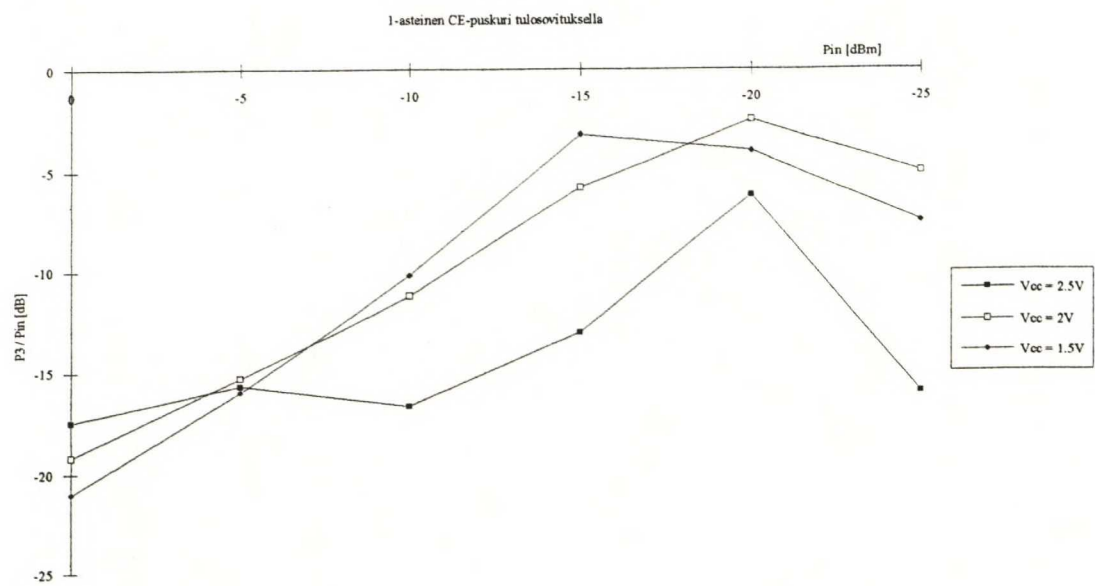
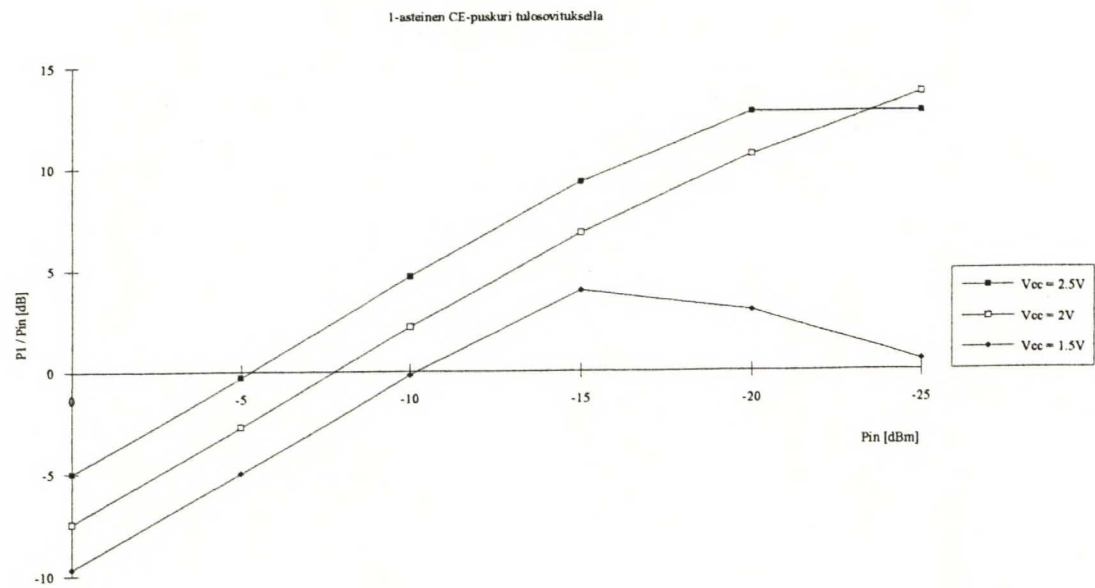
freq	dBm(Vout)
0.000	*Error*
257.9E+06	-21.308
515.9E+06	-89.511
773.9E+06	-93.721
1.031E+09	-115.087
1.289E+09	-136.282

Liite 12. 1-asteisen sovittamattoman puskurin vahvistus ja 3. harmonisen tuotto.

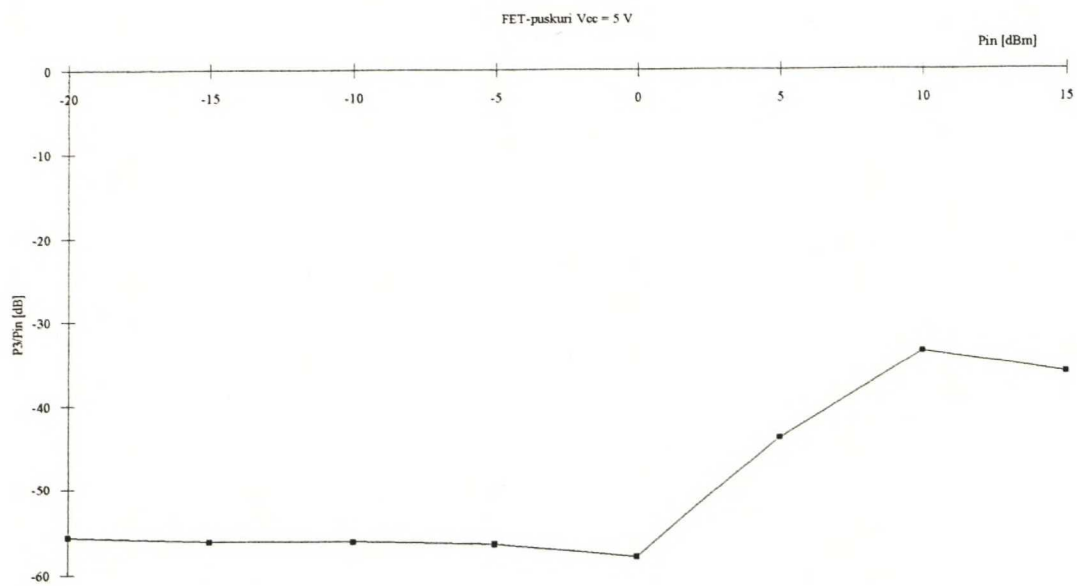
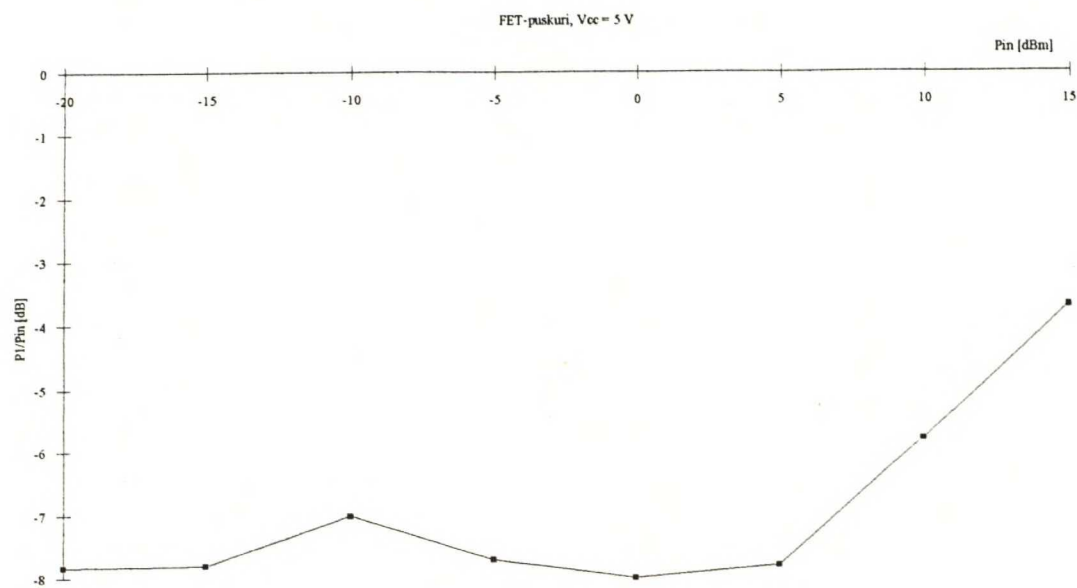




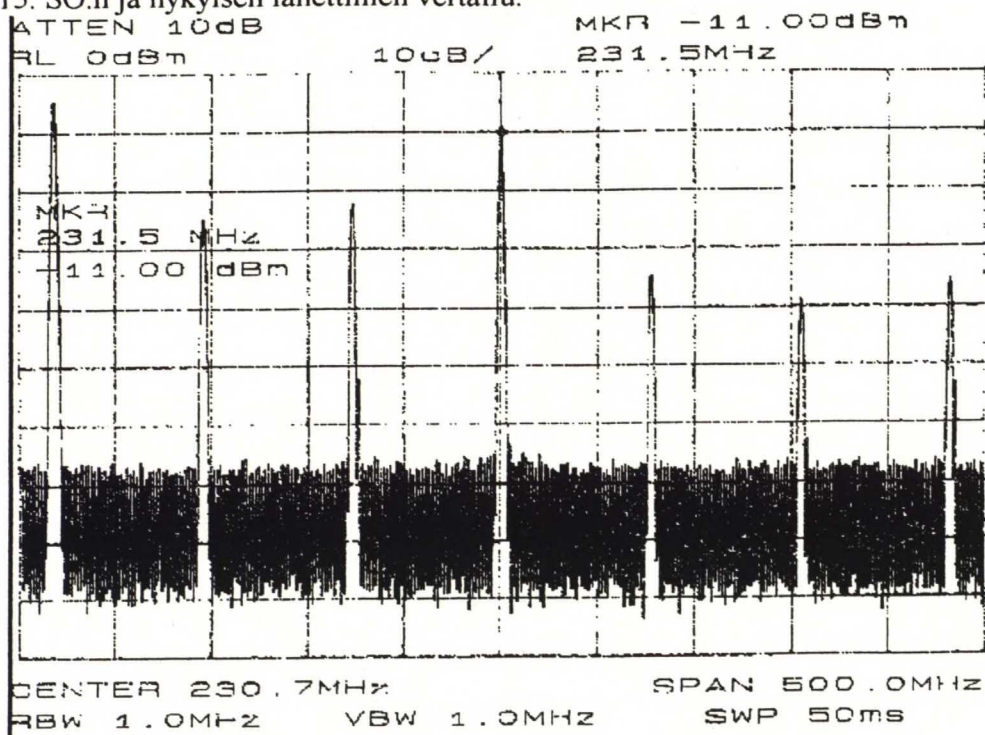
Liite 13. 1-asteisen CE-puskurin, jonka tulopuoli on sovitettu, vahvistus ja kolmannen harmonisen tuotto



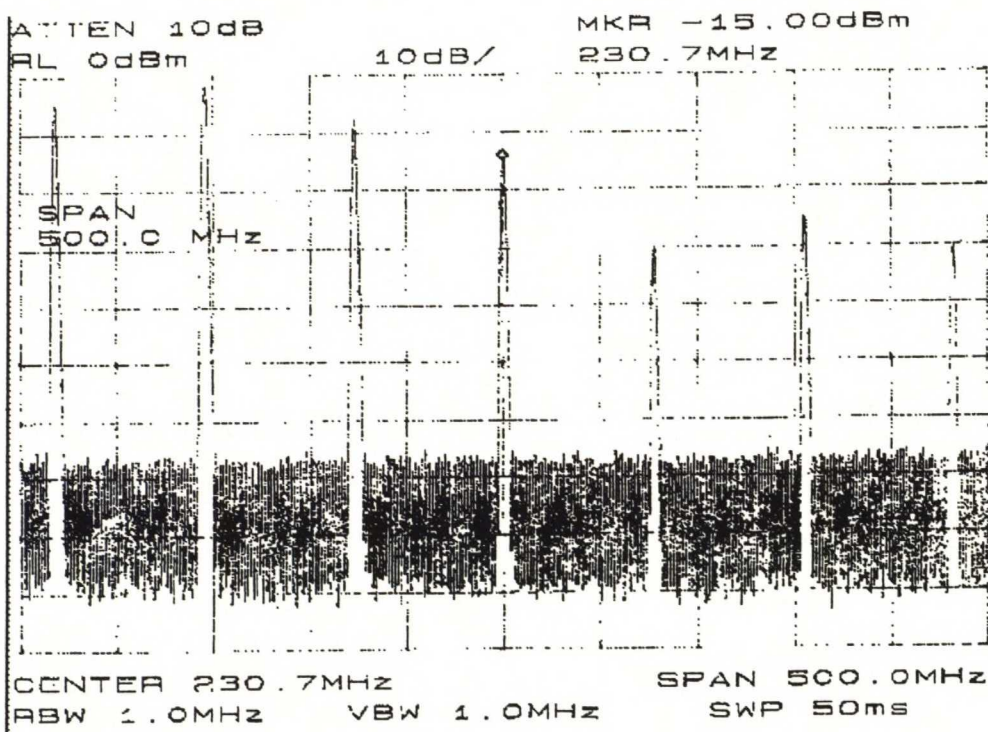
Liite 14. FET-puskurin vahvistus ja 3. harmonisen tuotto käyttäjännitteellä 5 V



Liite 15. SO:n ja nykyisen lähettimen vertailu.

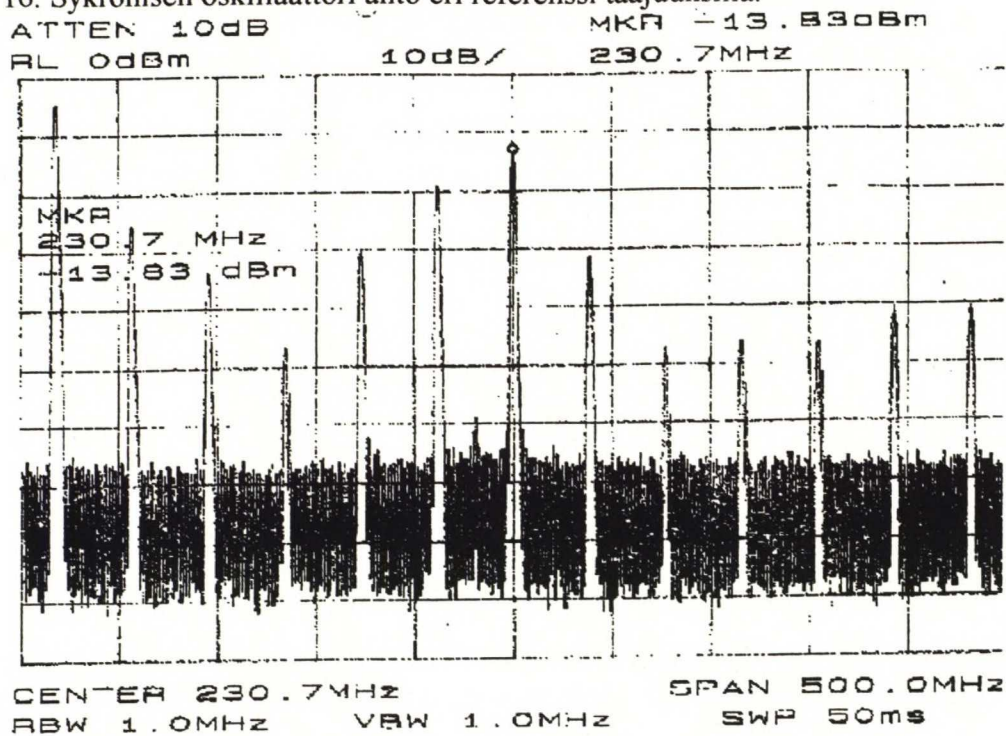


Synkronisen oskillaattorin anto.  $V_{cc} = 1.5\text{ V}$ ,  $I_{batt} = 0.8\text{ mA}$ ,  $f_{in} = 76.9\text{ MHz}$  -20 dBm.

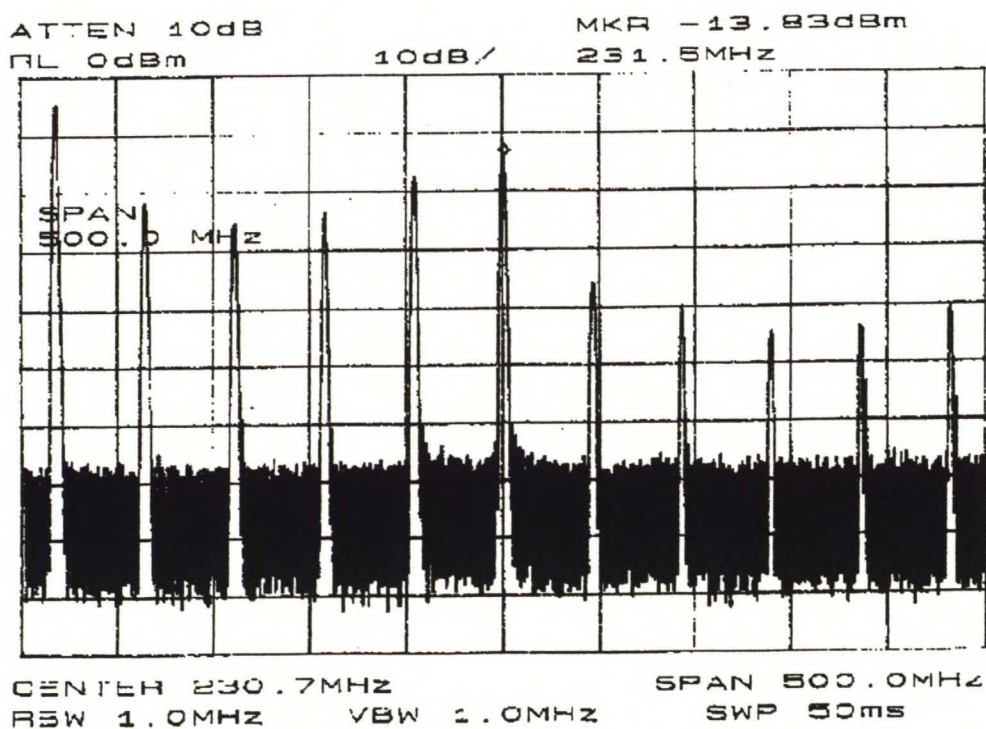


Lähettimen anto.  $V_{cc} = 5\text{ V}$

Liite 16. Sykronisen oskillaattori anto eri referenssi taajuuksilla.



Kuva 1. Synkronisen oskillaattorin anto  $f_i = 38.45 \text{ MHz}$  ( $f_0/6$ )



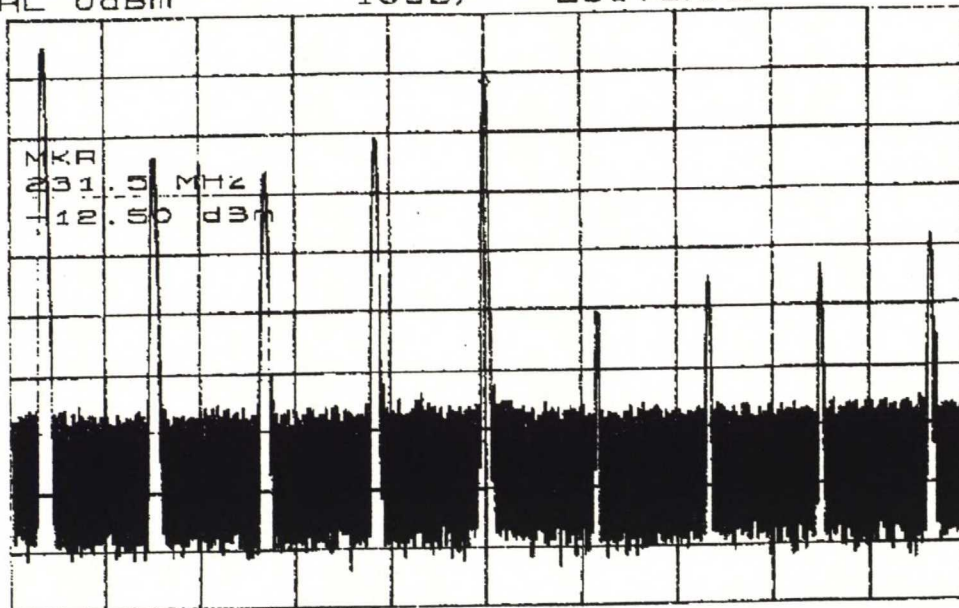
Kuva 2. Synkronisen oskillaattorin anto  $f_i = 46.14 \text{ MHz}$  ( $f_0/5$ )



ATTEN 10dB  
RL 0dBm

10dB/

MKR -12.50dBm  
231.5MHz



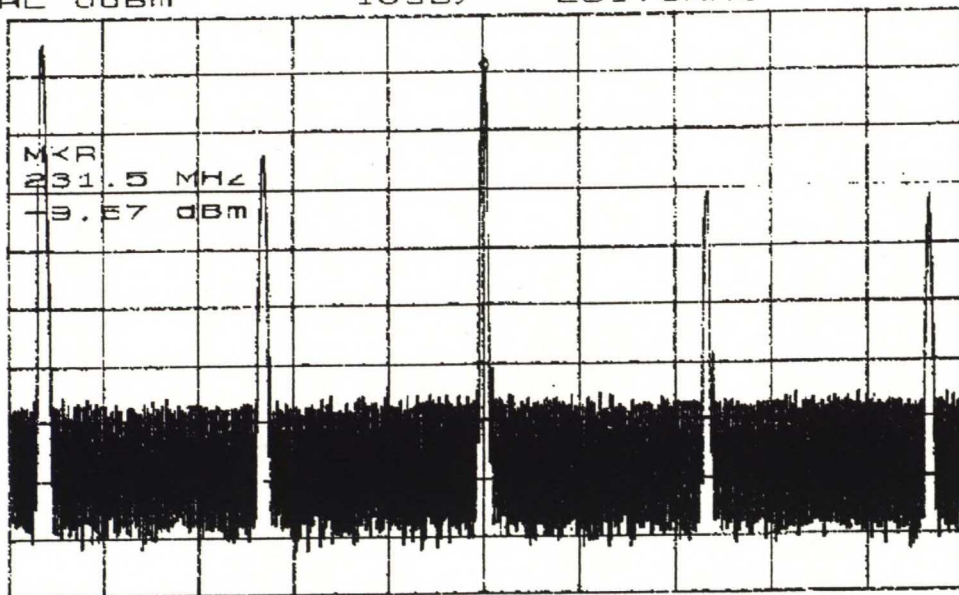
CENTER 230.7MHz SPAN 500.0MHz  
RBW 1.0MHz VBW 1.0MHz SWP 50ms

Kuva 3. Synkronisen oskillaattorin anto  $f_i = 57.675 \text{ MHz}$  ( $f_0/4$ )

ATTEN 10dB  
RL 0dBm

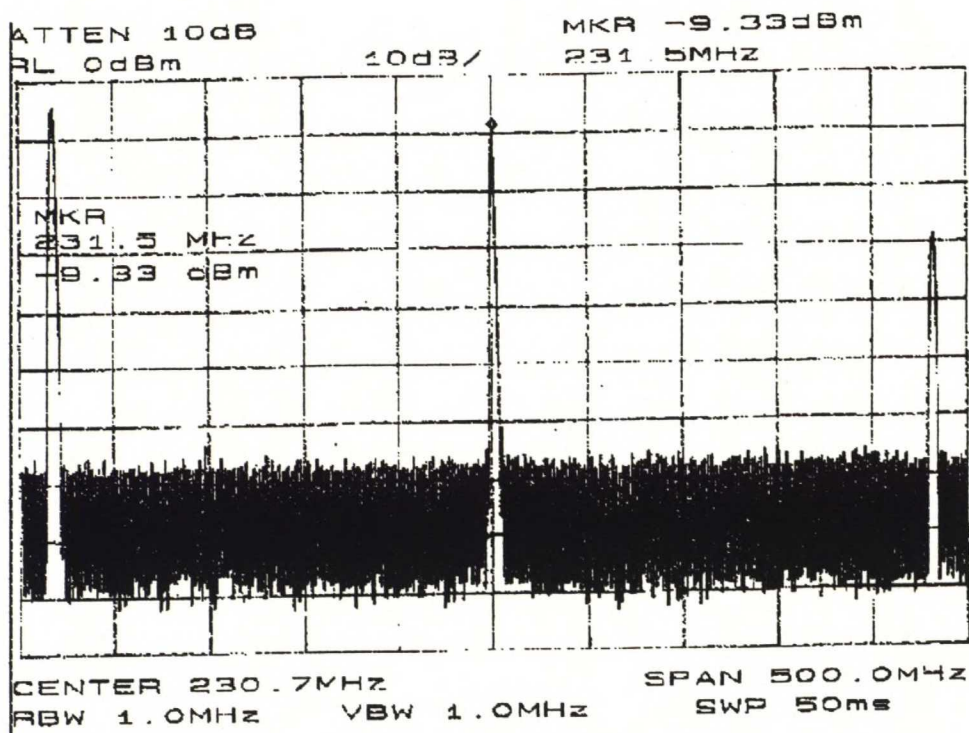
10dB/

MKR -9.67dBm  
231.5MHz



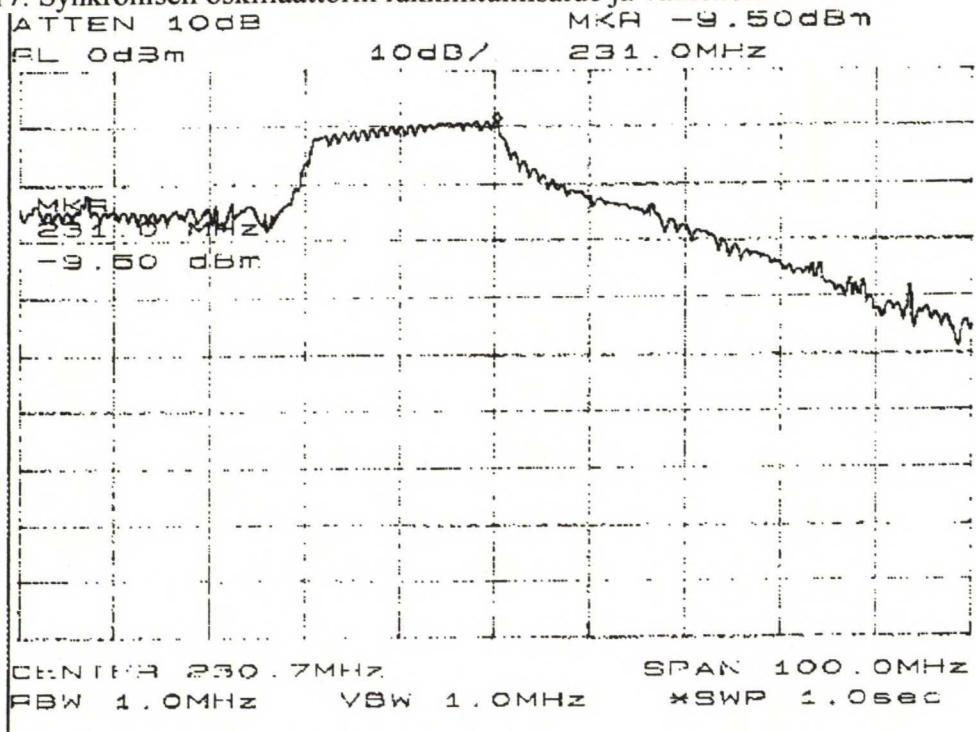
CENTER 230.7MHz SPAN 500.0MHz  
RBW 1.0MHz VBW 1.0MHz SWP 50ms

Kuva 4. Synkronisen oskillaattorin anto  $f_i = 115.35 \text{ MHz}$  ( $f_0/2$ ).

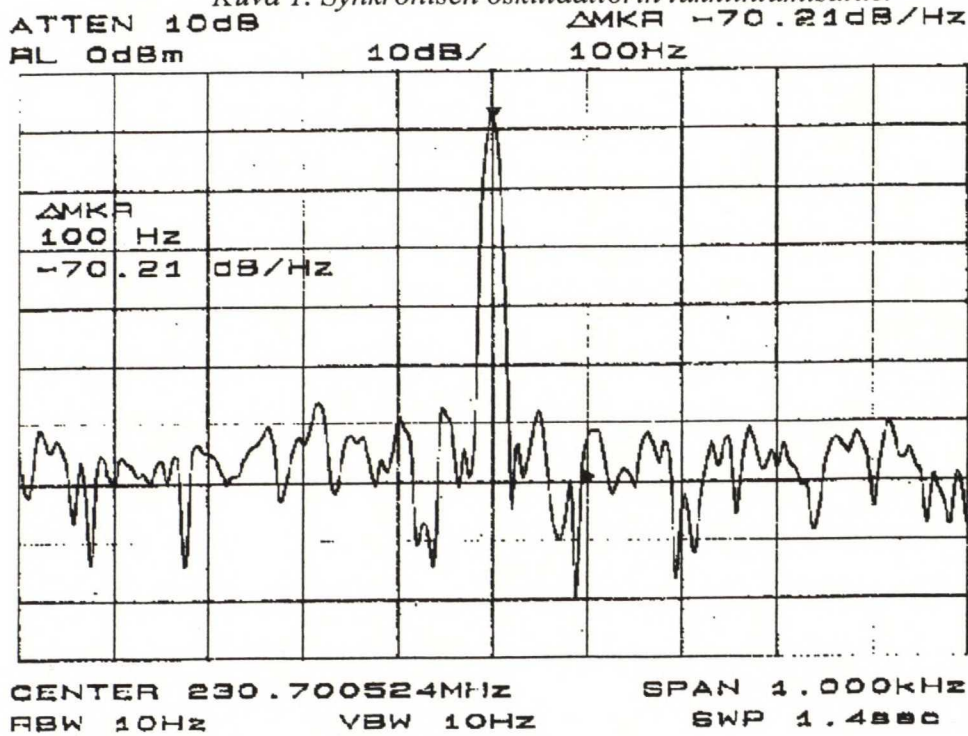


Kuva 5. Synkronisen oskillaattorin anto  $f_i = f_o$ .

Liite 17. Synkronisen oskillaattorin lukkiintumisalue ja vaihekohina.



Kuva 1. Synkronisen oskillaattorin lukkiintumisalue.



Kuva 2.

Synkronisen oskillaattorin anto kapealla kaistalla.  $f_i = 76.9 \text{ MHz} - 20 \text{ dBm}$ .